NUMERO 5
LIRE 500

dott. ing. Alessandro Banfi

Libro bianco dell'ANIE

I visitatori del Padiglione della Radio-TV, alla Fiera di Milano testè chiusasi, hanno potuto prendere visione di un manifesto, esposto negli stands delle Ditte associate all'ANIE, di carattere polemico sulla situazione dell'industria italiana nei riguardi della TV a colori, il cui testo viene qui riprodotto integralmente.

Tale polemica trae origine dalle note decisioni governative prese in sede parlamentare, di rinviare il servizio della televisione a colori ad oltre il 1970.

Contro tali decisioni si sono espressi gli industriali del settore radioelettronico, tramite la loro Associazione ANIE, il cui Presidente ingegnere Baggiani ha convocato una conferenza stampa il 20 aprile ultimo, per illustrare le dannose conseguenze che deriverebbero da un rinvio del servizio di TV a colori al di là dei limiti del Piano quinquennale.

Nel corso di tale incontro con la stampa, il Presidente dell'ANIE ha annunciato la pubblicazione di un «Libro Bianco» dal titolo: «Televisione a colori: conoscere per giudicare e deliberare», avente lo scopo di rettificare e ridimensionare un cumulo di informazioni infondate e di previsioni inattendibili esponendo il problema all'opinione pubblica, in modo obiettivo e corretto, per un esame ponderato della questione stessa.

La TV a colori rappresenterà per l'Italia una spesa iniziale non superiore all'uno per mille del totale dei consumi privati annualmente previsti e non inciderà quindi apprezzabilmente sulle risorse disponibili e tanto meno sugli investimenti infrastrutturali. E confutando gli argomenti emersi in sede di discussione parlamentare, l'ing. Baggiani ha sostenuto che si è molto lontani dai duemila miliardi previsti in quattro anni di tempo: al massimo in cinque anni si potranno collocare 500.000 televisori con una spesa di 250 miliardi di lire.

Il rinvio del servizio di TV a colori al 1970-71 condannerebbe all'arretratezza l'industria nazionale rispetto a quella degli altri Paesi europei, ed il mercato italiano ne soffrirebbe pesantemente.

Pur essendo sostanzialmente concordi con le affermazioni dell'ANIE, riteniamo però, per dare al lettore un quadro più completo possibile della vessata questione, esporre le dichiarazioni espresse successivamente in argomento, dall'onorevole Orlandi presidente della Commissione bilancio alla Camera.

Tre sono le ragioni addotte dall'On. Orlandi a sostegno della dilazione della TV a colori.

Anzitutto il Piano quinquennale 1966-70 prevede una serie di investimenti prioritari tra i quali non è, nè può essere compresa la TV a colori.

Secondo l'on. Orlandi il Piano fallirebbe non solo se le quote private di investimento diminuissero, ma anche se i consumi privati si ripartissero in modo diverso da quello previsto.

Secondo noi, però, pur riconoscendo validi tali concetti, l'incidenza del mercato della TV a colori sarebbe molto esiguo e quasi trascurabile nel quadro generale dell'economia nazionale: basti pensare, a titolo d'esempio, che la Francia inizierà la TV a colori nel prossimo autunno, prevedendo nel primo anno d'esercizio una produzione di soli 50.000 televisori.

(segue a pag. 218)

Nel 1967
la Televisione a colori:

NO IN ITALIA!
SI NEL RESTO D'EUROPA!

Il Gruppo 15°
Costruttori Radio e Televisione
dell'ANIE
(Associazione Nazionale
Industrie Elettrotecniche ed Elettroniche)
il quale rappresenta
il **98%** dei fabbricanti
di televisori in Italia

precisa

che non sono qui esposti ricevitori
televisivi a colori
perchè le Autorità competenti non hanno
dato veste ufficiale
alle indispensabili decisioni.
Questa carenza
ostacola il progresso tecnico
e metterà
in gravi difficoltà il lavoro italiano
del settore.

dott. ing. A. Turrini

Il tubo a raggi catodici a doppia traccia E13-13 Telefunken*

Sempre più stringenti e più difficili necessità da soddisfare hanno portato, anche nell'anno 1966 (sebbene tubi oscillografici a due proiettori elettronici siano stati già fabbricati da oltre 30 anni), a nuove fabbricazioni in questo campo. Il presente articolo descrive un simile tubo nelle sue parti fondamentali per informare dettagliatamente il tecnico progettista sulle sue prestazioni e per dare all'utente tutte le informazioni necessarie.

Per la rappresentazione contemporanea di due forme d'onda, si possono sfruttare le seguenti tre soluzioni (v. [1]):

a) oscillografo a una sola traccia unitamente ad un commutatore elettronico;
b) oscillografo a traccia sfalsata;
c) oscillografo a doppia traccia con proiettori elettronici separati.

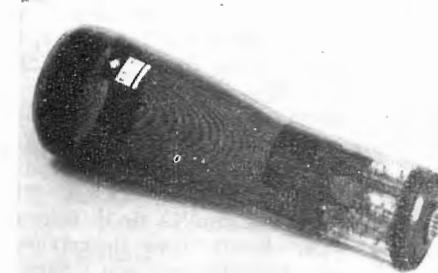
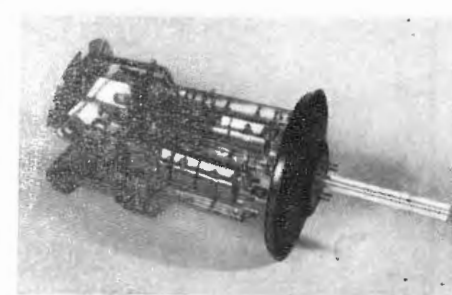
Il sistema di commutazione ha qualche inconveniente: poiché i due oscillogrammi vengono descritti alternativamente nella loro integrità, o alternativamente punto per punto, per l'eccitazione del fosforo si dispone solo della metà tempo, per cui la luminosità degli oscillogrammi è più bassa. Con segnali di frequenza molto diversa può anche risultare molto disturbante il fatto che vi sia a disposizione solo una frequenza dell'asse dei tempi per la deviazione orizzontale di entrambe le forme d'onda. Infine, non è possibile rappresentare contemporaneamente due curve, per mezzo del commutatore elettronico.

Anche l'uso di un oscillografo a traccia suddivisa (v. [1]) presenta inconvenienti: a motivo dello spezzamento della traccia del pennello elettronico, la luminosità della figura è di nuovo la metà, poichè essa è direttamente proporzionale alla corrente del fascio. Se si aumenta, per compensazione, la densità di corrente del fascetto elettronico, si aumenta il carico del catodo e si abbrevia la vita del tubo. Poichè per l'asse dei tempi vi è una sola coppia di placchette deviatrici, i due segnali possono essere rappresentati solo con la stessa frequenza di deviazione; ciò diviene, come si è già detto, molto noioso, quando si debbano rappresentare simultaneamente due segnali di frequenze molto diverse. La coppia di placche comune ha per contro, rispetto al tubo a doppia traccia con due proiettori elettronici separati, il pregio che non può verificarsi alcuno spostamento dell'asse nella direzione X (orizzontale). Rispetto al commutatore elettronico, il tubo a traccia suddivisa ha il vantaggio di essere meno costoso, poichè si possono risparmiare i componenti occorrenti per la commutazione.

Vi è un certo inconveniente con entrambi i dispositivi sopra ricordati, e cioè che il pennello elettronico viene generato in un unico proiettore. In questo caso evidentemente, la regolazione della luminosità può essere effettuata con l'unica griglia controllo e i due oscillogrammi possono essere focalizzati o regolati in brillantezza separatamente, solo con circuiti molto elaborati e costosi; la loro differenziazione è così resa più difficile.

I su menzionati inconvenienti possono essere evitati con l'impiego di un tubo catodico a doppia traccia con proiettori elettronici separati. L'apparecchio diviene però, a motivo della costosa alimentazione e degli amplificatori X e Y completamente separati, alquanto più caro; la velocità limite di illuminazione dello schermo è invece assai maggiore, poichè non si ha alcuna perdita di luminosità per commutazioni o suddivisione della traccia. Con l'impiego di generatori di deviazione separati si possono rappresentare e confrontare fra loro due fenomeni con una conveniente base tempi per ciascuno. Si deve però notare l'inconveniente che si può verificare uno spostamento fino a 1° fra gli assi X dei due proiettori elettronici. Dall'uso pratico finora fatto, risulta che l'uso di tubi catodici a doppia traccia è molto vantaggioso. La TELEFUNKEN ha perciò elaborato un nuovo tubo a raggi catodici a due pennelli elettronici e gli ha dato il nome E13-13 (fig. 1), del quale si tratta qui nel seguito.

1. - COSTITUZIONE E PROPRIETÀ

Per soddisfare le contraddittorie esigenze di breve lunghezza del tubo e di bassi coefficienti di deviazione, nel modo migliore possibile, si è addivenuti, per l'E13-13, ad un compromesso: il tubo ha la lunghezza di 419 mm e il coefficiente di deviazione di 11 V/cm in cifra tonda in entrambe le direzioni di deviazione. Questo valore è esuberante per oscillografi di media larghezza di banda (fino a circa 15 MHz).

Per ottenere la luminosità necessaria per tale oscillografo, occorre una tensione di accelerazione totale di circa 4 kV. Con l'introduzione dell'elettrodo a spirale di postaccelerazione si è potuto adottare un rapporto di postaccelerazione $\frac{U_{a2}}{U_{a1}} = 4$. Con ciò la velocità del fascetto elettronico nel campo delle placchette di deviazione è piccola e con essa è piccola anche la tensione occorrente per la deviazione del raggio.

Coi vecchi tubi, che non sono ancora equipaggiati con un elettrodo di postaccelerazione a spirale, ma che sono provvisti di un elettrodo di postaccelerazione circolare, il rapporto $\frac{U_{a2}}{U_{a1}}$ non deve superare il valore 2, poichè altrimenti la qualità dell'immagine non è più sufficiente a soddisfare le esigenze relative. Il principale vantaggio dell'alto rapporto di accelerazione è rilevabile dai dati di confronto dei tubi E13-13 e DGM13-14, raccolti nella tabella I.

Dai due fattori coefficiente di deviazione e luminosità si determina la larghezza di banda dell'apparecchio. La luminosità è tanto più grande, quanto più alta è la tensione di accelerazione e quanto maggiore è la densità di corrente del fascio. La tensione di accelerazione non può però essere scelta alta a piacere, perchè altrimenti i coefficienti di deviazione diventano troppo grandi. Le densità di corrente del raggio vengono stabilite dai limiti massimi ammissibili di carico del catodo.

Il fatto che il coefficiente di deflessione sia uguale per entrambe le coppie di placche D_3D_4 e D_1D_2 permette di raggiungere una quantità di possibilità di applicazioni: nei moderni strumenti è desiderabile costituire gli amplificatori come pannelli a innesto; si può allora per es. sostituire il gruppo di deviazione di un canale con l'amplificatore verticale dell'altro canale e sfruttare l'oscillografo come tracciatore di curve caratteristiche. Per la costruzione dello strumento torna pure vantaggioso che il coefficiente di deflessione del tubo sia uguale nei due sensi, perchè in tal caso si può adottare lo stesso criterio per gli amplificatori di deviazione X e Y.

Nell'eccitazione dello schermo fluorescente da parte del fascetto elettronico è inevitabile che una notevole parte della luce venga reirradiata internamente al tubo e perciò non partecipi all'illuminazione dello schermo. Per ridurre questa perdita di luminosità, il fosforo viene rivestito posteriormente con una lamina metallica, come nei cinescopi per TV. Questa metallizzazione funge da specchio e riflette all'esterno una parte della luce altrimenti incidente verso l'interno. La metallizzazione dell'E13-13 è stata fatta in modo da avere un guadagno di luminosità da 3,5 kV in poi per la tensione di accelerazione. Con la metallizzazione si evitano inoltre cariche dello schermo.

La conformazione degli assi dei proiettori è determinata dallo scopo di utilizzazione del tubo. Se occorre nel senso della misura solo una piccola deviazione e se le figure sullo schermo non devono sovrapporsi, o lo devono solo per pochi centimetri, allora gli equipaggi possono essere concentrati nel quarto superiore o inferiore dello schermo. La distanza lateralmente al catodo degli equipaggi, allo zoccolo del tubo è piccolissima, di modo che il diametro del collo del tubo può essere tenuto piccolo. Un confronto diretto di due segnali con questa disposizione è possibile solo condizionatamente, poichè gli oscillogrammi possono essere portati a ricoprimento solo in un ristretto campo di circa

Fig. 1 - Il tubo oscillografico a doppia traccia E13-13 (Telefunken).

Fig. 2 - La struttura interna del tubo E13-13 permette di rilevare l'inclinazione degli assi dei proiettori elettronici verso il centro dello schermo e il montaggio sopra una robusta base metallica.

(*) Elektronik, agosto 1966. pag. 253.

2 cm. Disponendo parallelamente i proiettori si può aumentare la sovrapposizione e l'ampiezza di deviazione in direzione Y.
La piena deviazione e la completa sovrapposizione si possono ottenere, anche con proiettori disposti parallelamente, solo a costo dei coefficienti di deviazione e della qualità della figura sullo schermo. Se si deve descrivere completamente lo schermo con ciascuno dei due proiettori, generalmente si adotta una disposizione dei proiettori secondo la fig. 2. I proiettori dell'E13-13 sono reciprocamente disposti in modo che nel caso ideale i puntini luminosi (spot) non deviati si trovino al centro geometrico dello schermo. L'inclinazione in direzione dello schermo dei proiettori rende possibile la riduzione dell'errore di deviazione al massimo grado, nei tubi a due pennelli con piena deviazione in entrambi i sensi.
Per ciò che riguarda il fissaggio meccanico, nei tubi oscillografici generalmente si fissa il proiettore per mezzo di molle laterali internamente all'ampolla. L'attrito che così sorge fra le molle e la parete di vetro impedisce contemporaneamente uno scorrimento dell'equipaggio in senso assiale. Coi tubi a doppia traccia, che sono previsti per impianti mobili, questa tecnica di fissaggio non è più adeguata, a motivo del maggior peso.
Per l'E13-13 è stata perciò adottata una nuova tecnica per tubi oscillografici: invece del comune zoccolo di vetro, si usa uno zoccolo metallico (fig. 2), al quale viene assicurato ulteriormente il proiettore. Il coefficiente di dilatazione del metallo viene adattato a quello del vetro in modo che, anche con le maggiori variazioni di temperatura, non possano verificarsi tensioni pericolose nelle regioni saldate.

2. - PROPRIETÀ DELLA DEVIAZIONE

2.1 - Sfocamento della deviazione.

Nei tubi oscillografici il pennello elettronico ha la forma di un'ogiva più o meno sottile, la cui punta, nella condizione di focalizzazione, si trova nel piano dello schermo fluorescente. Il fascetto, anche nella zona delle placchette deviatrici, è ancora relativamente grosso. Il suo diametro è circa uguale a quello del diaframma anodico e cioè, nei tumbi oderni, circa uguale alla distanza laterale delle placchette dal catodo. Con la deviazione del pennello, gli elettroni vengono deviati fortemente in modo diverso, ciascuno secondo la loro posizione nella sezione trasversale del fascio, il che conduce ad uno sfocamento del puntino luminoso. La fig. 3 indica in forma semplificata la formazione di questa distorsione quando le placche di deviazione sono parallele: se si applica alle placchette una tensione U_p, si forma un campo elettrico di intensità $E = \frac{U_p}{d}$, dove d è la distanza fra le placche. Gli elettroni vengono deviati nella direzione delle linee di forza. Il loro percorso segue perciò, entro alla zona delle placche, una parabola, che è definita dalla relazione:

$$y = \frac{e\,E}{2m\,v^2}\,z^2 \qquad (1)$$

dove e è la carica dell'elettrone e v è la velocità degli elettroni. Per la velocità degli elettroni vale inoltre la relazione:
$e\,U_B = \frac{1}{2} m\,v^2$ (2), da cui

$$v^2 = \frac{2e\,U_B}{m}$$

(U_B = tensione di accelerazione).
Per gli elettroni fluenti lungo la piastra positiva D_4, si ha:

$$U_B \cong U_a + \frac{U_p}{2};$$

per quelli vicino alla piastra negativa D_3, si ha:

$$U_B \cong U_a - \frac{U_p}{2};$$

per cui per gli elettroni nelle adiacenze della piastra positiva, vale l'espressione:

$$y \cong \frac{E}{4\left(U_a + \frac{U_p}{2}\right)}\,z^2 \qquad (3)$$

e per gli elettroni fluenti vicino alla piastra negativa:

$$y \cong \frac{E}{4\left(U_a - \frac{U_p}{2}\right)}\,z^2 \qquad (4).$$

La deviazione degli elettroni è anche dipendente dalla loro posizione nel fascetto. Come si vede nella fig. 3, la posizione del puntino luminoso focalizzato varia in direzione z con l'angolo di deviazione. Lo sfocamento che così sorge del raggio deviato, viene ancora essenzialmente aumentato, quando le placchette di deviazione vengono pilotate asimmetricamente rispetto alla tensione anodica. Fintanto che il tubo non era costituito appositamente per la deviazione asimmetrica, si doveva, nell'interesse della qualità dell'immagine, fare in modo che lo scostamento del potenziale medio delle placche dalla tensione anodica, non superasse l'1% della tensione anodica stessa. L'eliminazione completa dello sfocamento di deviazione nel tubo non è possibile. Lo sfocamento può essere diminuito facendo più piccola la sezione retta del fascio elettronico. Una minore sezione comporta però contemporaneamente una minor corrente del fascio e con ciò una perdita di luminosità.
La riduzione della grandezza del puntino deviato è possibile secondo le relazioni (3) e (4), diminuendo la tensione di deviazione U_p, mantenendo costante la tensione anodica. Ciò significa però una diminuzione dell'escursione della traccia, o, se si vuole mantenere costante l'escursione sullo schermo, un aumento della lunghezza del tubo.
Con l'adozione della postaccelerazione, il pennello elettronico, dopo aver abbandonato le placchette di deviazione, viene sottoposto al campo di una lente formata dalle tensioni di postaccelerazione e di anodo. Questa lente agisce come un condensatore, per cui il fascio viene riportato sull'asse. A motivo dell'errore d'apertura di questa lente, il puntino luminoso viene ulteriormente sfocato, di modo che la dimensione dello spot al bordo dello schermo aumenta più fortemente di quanto previsto dalle relazioni (3) e (4).
A questi errori di deviazione di carattere fisico, segue anche un errore puramente geometrico, il cosiddetto *errore di tangenza*. Si deduce da ciò la dipendenza dell'aumento del diametro del puntino in funzione della tangente dell'angolo di deviazione α (fig. 4). Il seguente calcolo, però indicherà che questo errore, che a motivo della sua evidenza è in generale ritenuto la causa prima dello sfocamento al contorno, è trascurabilmente piccolo.
Alla piena deviazione ($\pm$ 50 mm), il diametro del puntino luminoso vale

$$x = \frac{d}{\cos\alpha}$$ (d = diametro del fascio, cioè dello spot non deviato; α = angolo di deviazione).
Nell'E13-13, l'angolo di deviazione α vale circa $\pm$ 10°, ossia $\cos\alpha \cong 0{,}98$;

allora $x = \frac{d}{0{,}98} = 1{,}02\ d$.

Il diametro del puntino sarebbe perciò, a motivo dell'errore di tangenza, circa il 2% più grande al bordo dello schermo che al centro dello schermo stesso. Poichè, però, il fascio viene spostato dall'azione concentrante della lente di postaccelerazione, e con ciò l'angolo di lavoro α risulta diminuito, l'errore di tangenza diviene praticamente trascurabile.
Lo sfocamento di deviazione potrebbe essere eliminato solo adottando una legge di variazione della tensione di focalizzazione, che fosse funzione di ciascuna posizione del fascio elettronico, con ciò si potrebbe ottenere una nitidezza quasi uniforme sull'intera superficie dello schermo. Il costo di questo accorgimento tecnico sarebbe certamente molto grande, per cui finora tale correzione è stata fatta solo in casi speciali. A motivo della quasi uguaglianza delle tensioni di deviazione per entrambe le coppie di placchette, nell'E13-13 anche lo sfocamento di deflessione è circa lo stesso in entrambe le direzioni. Con un'opportuna scelta della tensione di focalizzazione, la nitidezza può essere resa praticamente uniforme entro l'area dello schermo garantito per l'utilizzo (100 mm × 100 mm). La fig. 5 mostra la distribuzione della focalizzazione per un reticolo di 100 × 100 linee.

2.2 - Errore di escursione.

Se si portano a ricoprimento i fasci dei due proiettori al centro dello schermo e se si applica alle placche di deviazione dei due equipaggi vicine al catodo la stessa tensione di deflessione, i due pennelli elettronici vengono deviati dello stesso angolo α nella stessa direzione. Allo stesso angolo di deviazione non corrispondono tuttavia sullo schermo uguali segmenti y_s. Si manifesta una

Tabella 1 - Confronto dei tubi DGM 13-14 ed E 13-13.

	Lunghezza totale mm	U_{a2} kV	U_{a1} kV	D_3D_4 V/cm	D_1D_2 V/cm
DGM13-14	489	4	2	23	23
E13-13	419	4	1	11	11

Fig. 3 - Determinazione dello sfocamento al contorno mediante spostamento del punto focale del pennello elettronico.

Fig. 4 - Determinazione dello sfocamento al contorno mediante l'errore di tangenzialità. Il segmento x tracciato sullo schermo è più lungo del diametro d del fascio elettronico.

Tabella 2

U_{a2} kV	U_{a1} kV	U_{g2} kV	$-U_{g1}$ (interdiz.) V	U_{g3} V	D_1D_2 V/cm	D_3D_4 V/cm	lunghezza mm
4	1	1	circa 100	0...100	11	11	max. 419

Fig. 5 - Distribuzione della focalizzazione del tubo a doppia traccia E13-13 nella formazione di un reticolo di 100 × 100 linee.

differenza $\Delta y_s = y_{s1} - y_{s2}$, che cresce con l'angolo di deviazione. La causa di questo errore sta nella distanza dei centri di deviazione; quanto maggiore essa è, tanto più grande è lo scostamento della lunghezza effettiva della traccia sullo schermo, dal valore nominale.

I proiettori di un tubo a doppia traccia possono essere disposti in modo che l'errore di escursione si verifichi o nella direzione Y, o nella direzione X. Poichè nel senso X, in cui generalmente occorre una grande precisione della base dei tempi, l'inconveniente diventa particolarmente disturbante, nell'E13-13 si è adottata la prima disposizione (quella per cui l'errore è in senso verticale Y).

Ciò ha anche il pregio che si può correggere la distorsione trapezia provocata dalla proiezione inclinata, mediante una forma e una posizione opportune delle placchette vicine allo schermo. L'errore di escursione, che comunemente viene espresso in % dal rapporto fra la differenza Δy_s e la media delle due deviazioni y_{s1} e y_{s2}, per l'E13-13 vale circa il 3%, ossia:

$$\frac{\Delta y_s}{\frac{1}{2}(y_{s1} + y_{s2})} \cdot 100 \cong 3\% \qquad (5).$$

Questo valore è una grandezza caratteristica per la valutazione del tubo. In pratica l'errore di escursione non ha un grande effetto. Le misure di confronto vengono effettuate normalmente con forme d'onda sullo schermo di alcuni cm di altezza. È perciò ingiustificato portare i due fasci a ricoprimento nel centro dello schermo e misurare l'errore di escursione al bordo dello schermo. Si portano piuttosto i pennelli elettronici a ricoprimento per una escursione di circa ± 20 mm (taratura a due punti). L'errore di escursione al centro e al bordo dello schermo, ora intercedente è solo la metà in valore, di quello del primo caso. Esso sta entro la tolleranza e il risultato delle misure può essere quasi niente falsato.

Con gli oscillografi, la misura dell'errore di escursione viene eseguita come segue: si applica la stessa tensione rettangolare o sinoidale alle due entrate e si tarano per la stessa amplificazione. Si portano ora a ricoprimento le due forme d'onda sullo schermo, di uguale altezza (circa 4 cm). Se le si spostano verso l'alto, o verso il basso, al bordo dello schermo, l'errore di escursione vale:

$$\frac{\Delta y_s \cdot 100}{0{,}5\,(y_{s1} + y_{s2})} \cong 1{,}5\% \qquad (6).$$

Perciò si calcola la differenza Δy_s con la formula:

$$\Delta y_s = \frac{1{,}5 \cdot 0{,}5\,(y_{s1} + y_{s2})}{100} \qquad (7).$$

Con una media aritmetica delle due deviazioni di 0,5 $(y_{s1} + y_{s2}) \cong 49$ mm (escursione utile massima = 50 mm), si ricava il valore assoluto di Δy_s:

$$\Delta y_s = \frac{1{,}5 \cdot 49}{100} \cong 0{,}75 \text{ mm} \qquad (8).$$

Ciò significa che le creste dei due oscillogrammi sono distanziati tra loro solo di circa una larghezza di linea, per cui la precisione delle misure non viene con ciò compromessa.

2.3 - Intermodulazione dei fascetti elettronici.

Per mantenere piccolo l'errore di deviazione è opportuno (come già descritto), disporre i due proiettori in modo che la distanza dei centri di deviazione sia la più piccola possibile. Con ciò non si può evitare un'interferenza fra i due sistemi elettronici. Se si devia il pennello elettronico di un proiettore per mezzo di una tensione applicata alle placchette prossime al catodo in direzione del secondo proiettore, il pennello può essere deviato con una tensione applicata alle placchette prossime allo schermo del secondo equipaggio, in direzione X. Poichè questa deviazione in direzione X dipende dall'angolo di deviazione dell'altro equipaggio in direzione Y, si verifica, oltre ad uno spostamento, anche una distorsione dell'oscillogramma. Con un'appropriata schermatura dei campi prodotti da questi errori, si può ridurre l'intermodulazione fra i fasci. Per l'E13-13 è stata necessaria una tensione di oltre 104 V per le placche vicine allo schermo, per deviare il fascio dell'altro proiettore di 1 cm. Ma poichè per descrivere l'intero schermo occorrono soltanto 11 V/cm × 13 cm = 143 V, lo spostamento causato dall'interferenza fra i fasci elettronici, sullo schermo vale solo circa 0,14 mm. Per il normale uso del tubo, questo errore praticamente non è osservabile.

3. - DATI TECNICI DI IMPIEGO

La tabella II fornisce l'informazione dei più importanti dati caratteristici del tubo oscillografico a doppia traccia E13-13.

4 - BIBLIOGRAFIA

(1) Hans-Jochen Hoffmann: *Problemi dell'oscillografia multipla.* Elektronik 1965, N° 4, pag. 107 ÷ 109.

A.

(*a cura dell'ing. Franco Simonini*)

per. ind. Adriano Covi

Nuovi voltmetri Philips completamente transistorizzati

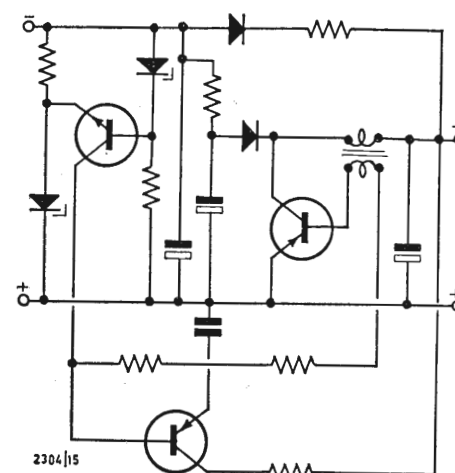



Fig. 1 - Convertitore di c.c.

1. - INTRODUZIONE

Questi strumenti, completamente transistorizzati sono di tipo portatile, indipendenti dalla alimentazione di rete, e quindi, realizzati nella forma più adatta ad un uso universale anche nelle condizioni meno favorevoli.

Nel progetto di strumenti di questo tipo vi sono diverse considerazioni da fare per quanto riguarda: stabilità, economicità, facilità di uso, semplicità di produzione. Il presente articolo intende descrivere appunto come queste diverse esigenze siano state prese in considerazione nel progetto di questi strumenti, tenendo conto di volta in volta delle diverse esigenze.

I tre modelli di cui si intende trattare in questo articolo sono: PM2430 voltmetro per c.c., PM2401 voltmetro universale (c.c., c.a., resistenze), e PM-2451 voltmetro per c.a.

2. - STABILITÀ

Le più importanti caratteristiche di un voltmetro per c.c., relativamente alla stabilità, si possono suddividere in due tipi: stabilità di amplificazione, e stabilità del punto di zero. La stabilità di amplificazione può essere ottenuta tramite una sufficiente retroazione negativa ottenuta nel normale modo, ma la necessità di una buona stabilità di zero, insieme alla indispensabile elevata impedenza di ingresso di 1 MΩ ad 1 mV, ha invece molta influenza sul progetto.

Per quanto riguarda la deriva è innanzi tutto chiaro che un ingresso a chopper seguito da un amplificatore per c.a., ha delle prestazioni superiori ad un amplificatore in c.c.

Questo equivale a dire che due transistori usati come amplificatore ad accoppiamento diretto, non sono adatti a funzionare con sorgenti ad alta resistenza, in quanto la deriva della I_{CBO} e le variazioni di α' a causa della temperatura provocano degli elevati spostamenti dello zero.

I transistori ad effetto di campo, d'altra parte, non soddisfano l'esigenza di una deriva inferiore ad 1 μV/C°, di conseguenza la scelta rimane ristretta solamente entro i vari tipi di chopper.

I foto-chopper, sebbene interessanti, richiedono una relativamente alta potenza (min. 0,5 W) per la loro illuminazione, ed inoltre sono troppo lenti per ottenere un alto grado di efficienza. La richiesta di potenza potrebbe essere ridotta usando diodi GaAs o GaP come sorgente di luce ma, in queste applicazioni, essi sono di costo proibitivo.

Per il modello PM2430 è stato adottato un chopper meccanico con una potenza molto bassa di comando, in quanto questa è la soluzione più pratica.

Il chopper meccanico è oggi insuperato per quanto riguarda il basso rumore e le ideali proprietà di commutazione. Esso è usato ovunque sia necessaria un'alta impedenza di ingresso con basse tensioni di ingresso.

3. - ECONOMICITÀ

Quando lo strumento è usato quasi continuamente le batterie ricaricabili

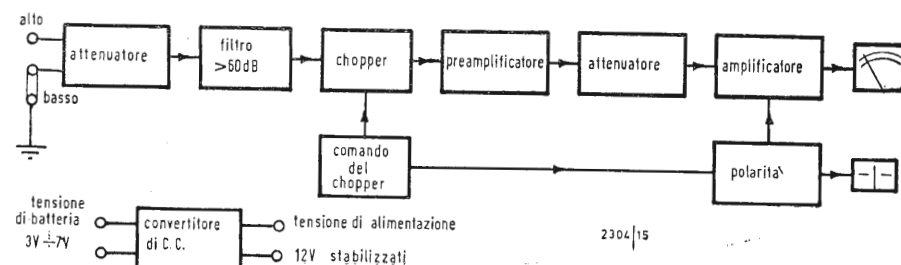



Fig. 2 - Schema a blocchi del modello PM2430.

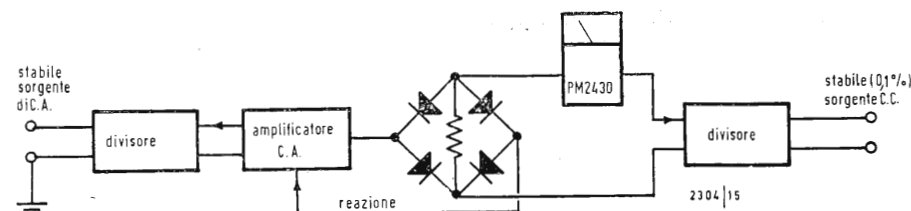



Fig. 3 - Misura di linearità.

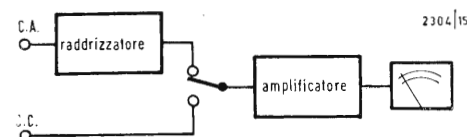



Fig. 4 - Apparato base per c.c.

al NiCd sono certamente una ottima soluzione per il problema dell'alimentazione.

Ma se l'apparecchio è usato solo occasionalmente o per misure dove non sia disponibile la tensione di alimentazione di rete, le batterie a secco sono certamente da preferire. Il tipo di batterie a secco da scegliere deve essere facilmente reperibile in qualsiasi luogo ed inoltre non deve essere costoso.

La soluzione più conveniente è l'unità internazionale chiamata tipo D, la quale ha le stesse dimensioni delle unità al NiCd.

Perciò il possessore dello strumento è libero di usare il tipo che preferisce, e può passare da un tipo all'altro in base alle necessità derivanti dall'uso dello strumento.

Considerando il range della tensione di alimentazione, entro il quale lo strumento può funzionare correttamente, si incontra una difficoltà: Unità NiCd, dopo la carica: 1,35 V; Unità NiCd, scarica: 1,1 V; Batteria a secco nuova: 1,6 V circa; Batteria a secco (minima tensione per una buona utilizzazione): 0,75 V circa.

Il campo di utilizzazione da 1,6 V a 0,75 V/unità eccede del ± 10% dalla tolleranza della tensione di alimentazione per apparecchiature elettroniche.

Per ragioni di peso e di spazio e di prezzo non si sono potute usare più di quattro unità. Questo porta ad una tensione di alimentazione compresa tra i 3 e 6,4 V.

La ridotta stabilità e la minima tensione utilizzabile ha portato all'uso di un convertitore in c.c. (fig. 1) con stabilizzazione.

Questa speciale sezione di alimentazione, compreso il convertitore e stabilizzatore in c.c., è utilizzata in tutti e 3 i voltmetri PM2430, PM2401 e PM2451.

La soluzione adottata permette l'uso delle batterie fino a circa 0,75 V per unità ed una completa indipendenza di funzionamento dello strumento dalla tensione delle batterie.

L'autonomia dello strumento è di circa 80-100 ore, il che significa un uso costante per 10 giornate lavorative.

4. - SEMPLICITÀ DI COMANDI

Innanzi tutto, la chiara disposizione del pannello frontale esclude errori di manovra e di lettura.

La manopola a forma di indice localizza distintamente il campo di misura prescelto e l'indicazione di « alimentazione inserita » è chiaramente visibile senza il consumo di potenza di una lampada.

Una particolare qualità dello strumento, apprezzata quando si misurano tensioni positive e negative rispetto allo zero, è l'indicazione automatica di polarità che è posta direttamente sopra gli zoccoli di ingresso.

L'indicatore verticale, attraversando una delle due linee orizzontali, forma il segno + per indicare lo zoccolo che è positivo.

Perciò un commutatore di polarità non è necessario e l'intera scala dello strumento è utilizzabile. In altre parole lo strumento funziona come un misuratore a zero centrale con scala di dimensioni doppie.

Soprattutto per misure su ponti lo strumento indicatore di polarità ha il vantaggio di una elevata sensibilità; 2 o 3 μV danno una corrispondente deflessione visibile dello 0,2% e 0,3 ± del range di maggiore sensibilità.

La tensione delle batterie può essere letta in qualsiasi istante portando il commutatore nella posizione di BATT. TEST. In questa posizione lo strumento è in funzione e perciò la misura è eseguita con il carico reale.

La sostituzione delle batterie è eseguibile in poco tempo e senza strumenti grazie al sistema di chiusura dello scompartimento delle batterie.

5. - SEMPLICITÀ DI PRODUZIONE

Due sono gli aspetti da considerare: *Elettrico*: Progetto del circuito considerando il caso peggiore ed il minimo lavoro di taratura.

Meccanico: Montaggio semplice, i vantaggi di questo risulteranno evidenti durante la produzione o nel caso di riparazioni. Per soddisfare queste richieste l'intero circuito del PM2430 è sistemato su due circuiti stampati montati su cardini.

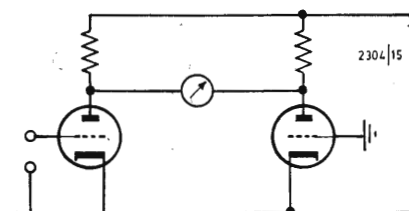



Fig. 5 - Circuito con catodo a terra.

Lo strumento può essere usato anche quando questi circuiti sono spostati dalla loro posizione (ad esempio durante una revisione, o una riparazione). Un diagramma a blocchi, fig. 2, con pochi dettagli tecnici e l'esempio pratico di fig. 3 dimostreranno le possibilità di questo strumento.

5.1. - Stadio di ingresso

Un basso rumore è una caratteristica che non sempre può essere associata con un'alta resistenza di ingresso.

Usando un tubo come stadio di ingresso si soddisferebbero facilmente queste esigenze, ma questa soluzione deve essere scartata perchè la potenza necessaria alla sua alimentazione sarebbe troppo elevata.

Si era iniziato con un circuito a transistori, poi nello sviluppo del progetto dei primi stadi si sono osservate le notevoli possibilità dei transistori ad effetto di campo.

Ciò che in un circuito a transistori si ottiene grazie alla reazione positiva e negativa e cioè alta impedenza di ingresso e bassa impedenza di uscita, sono, per i transistori ad effetto di campo, caratteristiche naturali.

Perciò un transistore di questo tipo è stato scelto come primo stadio tra la sorgente e l'amplificatore a transistori.

5.2. - Esempio pratico

Nello sviluppo di un preciso voltmetro per c.a. sorge il problema di come misurare con assoluta precisione la corrente di uscita di un raddrizzatore al fine di rilevare l'influenza della temperatura e le differenze in casi particolari.

Nel circuito finale è usato uno strumento indicatore con raddrizzatore a ponte, la convenzionale corrente di retroazione viene applicata per ottenere l'appropriata linearità.

Nessuno dei due terminali per la tensione alternata è riferito a terra.

Per le misure lo strumento, con la sua inadeguata precisione, è sostituito da una corrispondente resistenza, ai capi della quale la caduta di tensione può essere misurata.

In questo circuito (fig. 3) il PM2430 può essere usato come sensibile indicatore di zero.

Grazie alla sua alimentazione indipendente lo strumento non disturba il molto sensibile circuito sempre a frequenze di centinaia di kHz.

6. - VOLTMETRO ELETTRONICO PM2401

Con questo strumento universale è possibile eseguire le seguenti misure: tensioni, sia in c.a. che in c.c.; corrente, sia in c.a. che in c.c.; resistenze.

Perchè tutte queste tre misure possono essere riferite a misure di tensione il problema più importante è la scelta di una combinazione favorevole di amplificatori di misura sia per la c.a. che per la c.c.

Uno strumento universale per c.a. e c.c. può essere ottenuto seguendo due circuiti base:

Circuito base per c.c., la c.a. è raddrizzata all'ingresso (fig. 4).

In un convenzionale amplificatore in c.c. due tubi a vuoto sono usati nel circuito a ponte:

Circuito con catodo a terra (fig. 5);
Circuito con anodo a terra (fig. 6).

Svantaggi. La stabilità del punto di zero è tutt'altro che perfetta. La differenza nelle caratteristiche dei tubi a vuoto porta alla necessità di fare una scelta per avere due tubi di pari caratteristiche. La massima sensibilità ottenibile è di 300 mV. Se si tratta di misure in c.a., la non linearità delle caratteristiche del raddrizzatore esercita il suo completo effetto.

Questo comporta la necessità di due scale differenti per la c.c. e la c.a., inoltre la sensibilità in c.a. è inferiore a quella in c.c. (per una data massima sensibilità in c.c.).

Circuito base per c.a., convertitore c.c.-c.a. all'ingresso (fig. 7).

Vantaggi. Semplicità di funzionamento. Aumentata versatilità. Solo due scale. Per entrambe le misure è usato lo stesso amplificatore in c.a. La differenza tra il valore medio della sinusoide raddrizzata e della forma d'onda quadra (tensione c.c. choppata) è tenuta in considerazione e corretta all'ingresso dell'amplificatore in c.a. La stabilità è tale che non vi è bisogno di taratura di zero per la c.c. o la c.a. La taratura di *R* infinita può pure essere omessa. Facilità per l'indicazione automatica di polarità.

7. - CIRCUITO DEL PM2401

Lo schema a blocchi del circuito finale di questo strumento, fig. 8, è realizzato come segue: l'amplificatore consiste di due stadi, uno di ingresso ad alta impedenza con un transistore ad effetto di campo come convertitore di impedenza, e l'amplificatore principale con il circuito raddrizzatore.

Per misure in c.c., la tensione di ingresso è convertita da un chopper a transistori in un segnale ad onde quadre.

Il comando del chopper consiste di uno stabile multivibratore con un impulso di durata molto breve che comanda un circuito flip-flop (4 μs).

Il comando del chopper controlla simultaneamente il circuito raddrizzatore modulatore c.c. per l'indicatore di polarità.

All'uscita dell'amplificatore di misura, il segnale choppato e amplificato è trasferito ad un raddrizzatore controllato. Questo funziona in fase con il chopper di ingresso ed, in accordo con la polarità della tensione di ingresso, esso cortocircuita la fase positiva o la fase negativa della tensione ad onde quadre. La risultante c.c. sposta l'indice dell'indicatore di polarità o verso destra o verso sinistra.

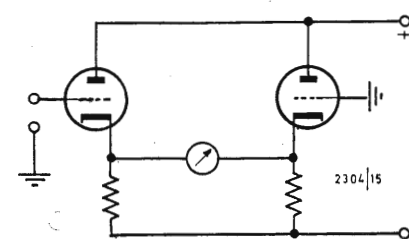



Fig. 6 - Circuito con anodo a terra.

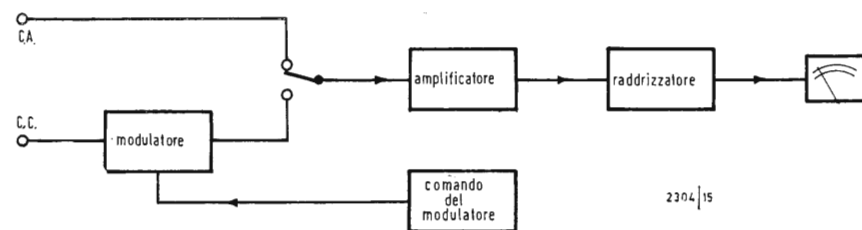



Fig. 7 - Apparato base per c.a.

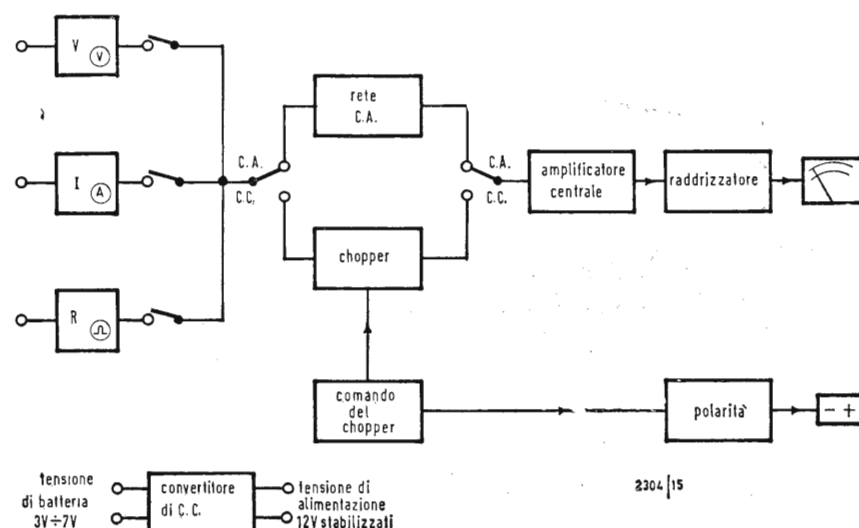



Fig. 8 - Schema a blocchi del modello PM2401

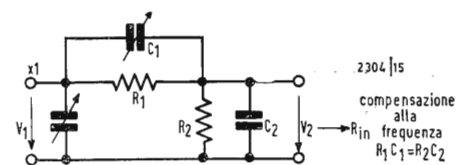



Fig. 9 - Compensazione di frequenza del divisore di tensione di ingresso.

8. - ESTENSIONE DEI CAMPI DI MISURA

Il divisore della tensione di ingresso consiste in rete individuale compensata in frequenza a π. Esso agisce da shunt nei campi di misura di corrente di 0,1 μA-300 μA (fig. 9).
L'impedenza di ingresso è aumentata da una serie di resistenze a 10 MΩ (ingresso × 10) (fig. 10).
La corrente è misurata con uno shunt interno che estende il campo di misura a 10 A.
Per misure di resistenza sono previsti 6 range di misura.
Questi sono connessi ad un generatore a corrente costante e lo strumento misura la caduta di tensione ai capi della resistenza sconosciuta (fig. 11). Le divisioni della scala non sono lineari. Per il caso $x = 1$, $R_x = R_n$ lo strumento ha una deflessione del 50%, mentre per $x = 0{,}1$ e $x = 10$ la rispettiva deflessione è di circa 10% e del 90%. Per tutti i 6 range sono usate le stesse divisioni della scala.

9. - ALIMENTAZIONE

Per questo strumento sono valide le stesse considerazioni già fatte per il precedente.
Di conseguenza è stato adottato lo stesso sistema.

10. - MILLIVOLTMETRO PM2451 CON ALIMENTAZIONE A BATTERIE O DALLA RETE

Il grande progresso, sia tecnico che economico, ottenuto nel campo dei semiconduttori in questi ultimi anni ha prodotto un gran numero di transistori adatti ad essere utilizzati nello sviluppo di una apparecchiatura elettronica.

Questo ha reso possibile costruire voltmetri amplificatori transistorizzati, di elevata qualità, grazie allo sviluppo dei transistori ad effetto di campo, transistori planari al silicio a basso rumore e con capacità di retroazione molto bassa.

I voltmetri transistorizzati hanno diversi vantaggi rispetto al tipo a valvole: possono economicamente essere alimentati tramite batterie rendendo così lo strumento completamente indipendente dalla rete e dal sistema di messa a terra; compattezza e leggerezza grazie alle ridotte esigenze di potenza; inoltre uno stadio di ingresso con transistore ad effetto di campo elimina completamente il ronzio e riduce il rumore al minimo, rendendoli così particolarmente adatti all'uso negli amplificatori; tempo di riscaldamento molto basso.
Lo schema a blocchi di fig. 12 mostra il principio generale di questo strumento. A parte la sezione vera e propria di misura questo strumento è fornito di un oscillatore di calibrazione, e di una unità di alimentazione e di carica per la batteria.

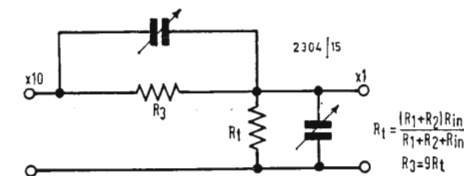



Fig. 10 - Circuito con ingresso × 10.

11. - CIRCUITO DI MISURA

La tensione da misurare è rinviata in un convertitore di impedenza attraverso l'attenuatore di ingresso compensato, che è una unità completamente schermata. Il primo componente dell'amplificatore è un transistore ad effetto di campo.
Questo transistore è un ideale amplificatore di tensione in un largo range di frequenze ed ha anche buone proprietà come riduttore di rumore. Le sue caratteristiche includono una impedenza di ingresso molto alta e basso rumore, particolarmente per alte resistenze di sorgente.
Così questo transistore realizza uno stadio di ingresso con tutte le caratteristiche principali, risolvendo così uno dei più difficili problemi che comporta la realizzazione di un voltmetro a larga banda a transistori; infatti, anche i circuiti ad alta impedenza, sia pure con l'uso di transistori planari al silicio, non danno risultati molto soddisfacenti nelle applicazioni a larga banda.
Il convertitore di impedenza agisce su di un attenuatore con scatti da 10 dB.
L'amplificatore consiste essenzialmente di due stadi ad emettitore comune accoppiati tramite uno stadio a collettore comune.
La frequenza di taglio di ogni singolo stadio è aumentata grazie ad una locale reazione negativa: inoltre, allo scopo di ottenere un alto grado di stabilità di amplificazione, la reazione negativa è applicata anche all'intero circuito.
Vi è uno stadio di disaccoppiamento tra il primo amplificatore e lo stadio di uscita del PM2451 che sopprime la reazione di carico dall'uscita dell'amplificatore allo strumento.
Lo stadio di uscita (fig. 13) comprende tre stadi amplificatori: uno ad emettitore comune, uno a collettore comune ed un circuito cascode.

Fig. 11 - Circuito nell'uso come ohmetro.

Essi sono progettati con reazione negativa per singolo stadio e con reazione negativa totale. Lo stadio cascode previene qualsiasi reazione capacitiva non lineare.

12. - OSCILLATORE DI CALIBRAZIONE

Una tensione sinusoidale di calibrazione è generata grazie ad un oscillatore a reazione.
Questa tensione è comparata alla tensione c.c. di un diodo zener compensato alla temperatura presa come unità di riferimento.
Il valore di controllo è la differenza tra la tensione continua e la tensione di picco alternata. Questa controlla la conduzione del transistore oscillatore e di conseguenza, tramite un amplificatore d'errore, l'ampiezza della tensione di calibrazione.
Sei di questi oscillatori hanno subito un test di durata, sottoposti a varie condizioni, per un periodo di due anni. Durante questo tempo di prova essi hanno mostrato delle variazioni inferiori a 0,3% nella tensione di calibrazione.

13. - ALIMENTAZIONE UNIVERSALE

L'alimentazione tramite batterie è una ovvia scelta per un voltmetro transistorizzato per la bassa potenza richiesta.
Vi è un convertitore controllato nella sezione di alimentazione, che converte la tensione delle batterie in una più alta, stabilendo così la tensione di alimentazione. Questo significa che lo strumento può funzionare con sole 4 singole unità tipo D.
Queste sono le dimensioni standard delle batterie ricaricabili a tenuta stagna e delle batterie a secco.
È questo accorgimento che permette la insolita flessibilità dello strumento, che può funzionare in uno quasiasi dei seguenti modi (fig. 14):
1) Normale sistema di funzionamento: in questo caso non sono necessarie batterie, le funzioni delle batterie sono ottenute da un diodo zener di potenza;
2) Funzionamento con batterie a secco: l'autonomia in questo caso è compresa tra 50 e 150 ore, in funzione del tipo di batterie usate e dal modo in cui lo strumento è usato, continuamente o in modo intermittente.

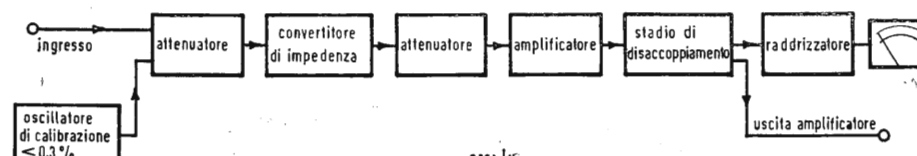



Fig. 12 - Schema a blocchi del modello PM2451.

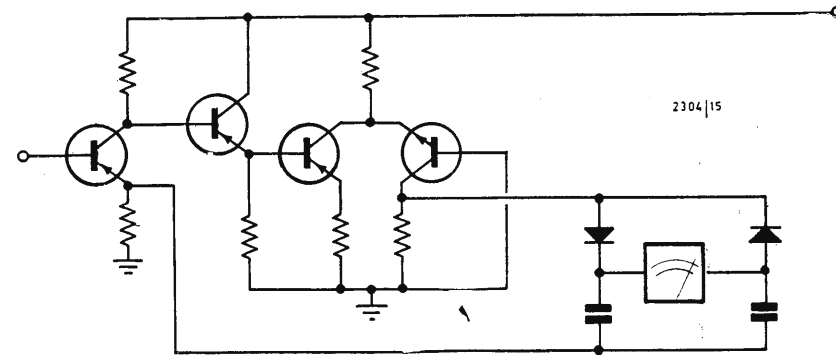



Fig. - 13 Schema dello stadio di uscita.

3) Funzionamento con batterie ricaricabili: l'autonomia è di circa 40 ore.
4) Carica delle batterie: le batterie possono essere caricate entro 14 ore.

La sezione di misura di questo strumento (convertitore di impedenza, amplificatore, separatore e stadio di uscita) contiene 11 transistori e consuma 17 mA (200 mW). Questa è una frazione della potenza utilizzata dalla lampada indicatrice di alimentazione, quando l'apparecchio funziona alimentato dalla rete.

Un trasformatore tarato di blocco (fig. 15) trasforma la tensione di ingresso della batteria (3 ÷ 7 V) in una stabile tensione di alimentazione di 12 V. Variazioni nelle batterie in ingresso, o alterazioni nel carico non influenzano questa tensione. A parte la potenza richiesta per scopi di controllo nessuna altra potenza è persa nella stabilizzazione.

Le sezione di alimentazione a batteria ora descritta, comprendente il trasformatore stabilizzatore di blocco è la stessa del tipo già menzionato per gli altri apparecchi PM2430 e PM2401.

14. - APPLICAZIONI

Il suo campo di frequenze, sensibilità e indipendenza dalla tensione di rete rende questo strumento adatto alla più grande varietà di usi nell'elettronica: ingegneria AF; campo delle frequenze video; sistemi telefonici a portante; elettroacustica; misura di transconduttori.

Lo strumento è facile da usare e da trasportare. Esso è, inoltre, pronto per un uso immediato ed ha una rapida risposta. Libero da ronzio e con basso grado di rumore questo strumento è particolarmente adatto per uso come amplificatore a larga banda.

La possibilità di misure indipendenti da terra e l'alimentazione dalla rete offrono grandi vantaggi. Il funzionamente con batterie ne permette l'uso esterno. Quando ronzio od alta frequenza dalla alimentazione di rete o l'allacciamento a terra disturbano le misure, il funzionamento con batterie può risultare utile anche in laboratorio.

Concludendo, questo articolo mostra come i nuovi apparecchi a semiconduttori migliorino le caratteristiche dei convenzionali strumenti di misura. Lo sviluppo e la produzione dei voltmetri per c.c., universale e per c.a. sono svolti dalla Philips, centro di sviluppo e produzione di Zurigo.

15. - DATI TECNICI

1) PM2430

Campo di misura: da 1 mV a 300 V.

Fig. 14 - Molteplici caratteristiche del gruppo di alimentazione del PM2451.

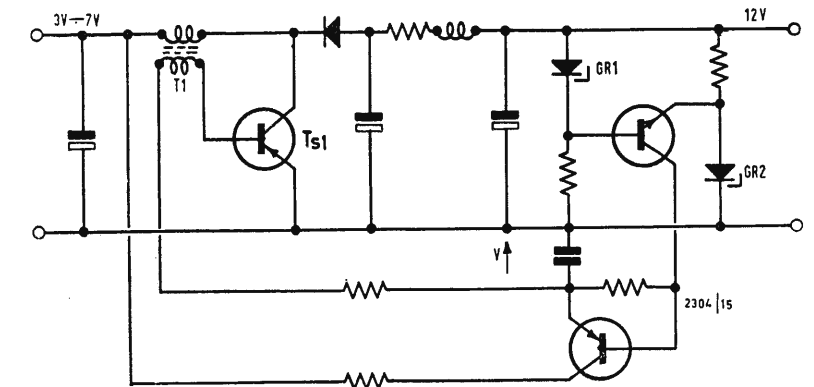



Fig. 15 - Schema del convertitore di c.c.

Impedenza di ingresso: da 1 MΩ a 100 MΩ. Predeflessione: 25 µV. Precisione: 2%. Indicazione di polarità automatica. Sensibilità come indicatore di zero: 3 µV. Prestazioni particolari: misure sino 30 kV in c.c. e oltre 700 MHz-VHF sono possibili utilizzando accessori opzionali. Temperatura di funzionamento: 0 ÷ 50°C. Dimensioni: 234 × 157 × 180 mm. Peso: 3,3 kg.

2) PM2401

Tensioni continue. Ingresso × 1: 100 mV (f.s.) max. 700 V, in 8 gamme: 100 ÷ 300 mV, 1, 3, 10, 30, 100, 300, 700 V. Impedenza di ingresso 1 MΩ 1%. Ingresso × 10: 1 V (f.s.) max 700 V, in 6 gamme: 1, 3, 10, 30, 100, 300, 700 V. Impedenza di ingresso 10 MΩ ± 1%. Precisione ± 3% dal fondo scala. Deviazione iniziale: < 1 divisione della scala. Indicazione della polarità: automatica a partire da 1 mV.

Indicatore di zero: l'indicatore di polarità può essere usato come indicatore di zero nelle misure in continua sensibilità 1 mV.

Tensioni alternate. Ingresso × 1: 100 mV (f.s.) 300 V in 8 gamme: 100 ÷ 300 mV, 1, 3, 10, 30, 100, 300 V. Impedenza di ingresso, gamma 100 mV ÷ 30 V: 1 MΩ//50 pF ± 1%; gamma 100 V ÷ 300 V: 1 MΩ (frequenza non compensata). Ingresso × 10: 1 V (f.s.) ÷ 300 V, in 6 gamme, 1, 3, 10, 30, 100, 300 V. Impedenza di ingresso 10 MΩ// 7 pF. Banda di frequenza: 20 Hz ÷ 200 kHz ± 1%; 10 Hz ÷ 1 MHz ± 3%

Banda entro 3 dB 2Hz ÷ 2 MHz. Precisione ± 3% dal fondo scala. Misure fino a 700 mHz con accessori opzionali.

Correnti continue. Gamme di misura 100 µA (f.s.) ÷ 10 A, in 17 gamme 100 ÷ 300 µA, 1, 3, 10, 30, 100, 300 µA, 1, 3, 10, 30, 100, 300 mA, 1, 3, 10 A.

La gamma per 10 A impiega prese separate, caduta di tensione in tutte le gamme 100 mV. Precisione: ± 3% dal fondo scala.

Correnti alternate. Gamme di misura: 1 mA (f.s.) ÷ 10 A, in 9 gamme 1, 3, 10, 30, 100, 300 mA, 1, 3, 10 A. La gamma per 10 A impiega prese separate. Caduta di tensione in tutte le gamme 100 mV. Precisione: ± 3% dal fondo scala. Gamma di frequenze: 20 Hz ÷ 100 kHz ± 1,5%.

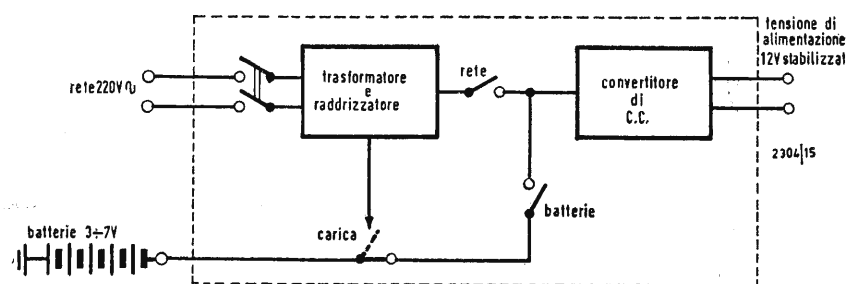
Resistenze. Gamme di misura 0,5 Ω ÷ 50 MΩ in 6 gamme 10, 100 Ω, 1, 10, 100 kΩ, 1 MΩ valore al centro della scala. Tensione sui terminali di misura max. 100 mV. Precisione: ± 5% nella gamma 1 MΩ (fino a 10 MΩ), ± 4% nelle altre gamme.

Generalità. Capacità di sovraccarico per tutte le gamme di tensione 300 V eff. in c.a. e 700 V in c.c. Circuito incorporato di calibrazione. Temperatura di funzionamento 15°C ÷ 35°C per la precisione data; da 0°C a 50°C aumento dell'imprecisione del 2%. Dimensioni 234 × 157 × 180 mm. Peso 3,4 kg.

3) PM2451

Gamme di misura. 1 mV ÷ 30 V (f.s.) direttamente 10 mV ÷ 300 V con sonda attenuatrice. Gamma di frequenze.

10 Hz ÷ 7 MHz. Impedenza di ingresso: 1 MΩ//30 pF ingresso diretto, 10 MΩ//7 pF con sonda attenuatrice. Precisione: 2%. Caratteristiche di frequenza: 40 Hz ÷ 2 MHz ± 1%; 10 Hz ÷ 3 MHz ± 2%; 3 MHz ÷ 5 MHz ± 4%; 5 MHz ÷ 7 MHz ± 5%. Predeflessione < 30 µV con circuito di ingresso aperto; < 20 µV con circuito di ingresso chiuso in cortocircuito. Amplificatore d'uscita: 50 mV al fondo scala.

Guadagno 50. Impedenza di uscita 150 Ω. Larghezza di banda entro 3 dB : 2 Hz ÷ 14 MHz. Circuito di calibrazione incorporato. Temperatura di funzionamento 10° ÷ 35°C (per temperature 0° ÷ 45°C si ha un errore addizionale dell'1% per frequenze da 10 Hz a 3 MHz, e del 2% per frequenze da 3 MHz a 7 MHz). Dimensioni 234 × 157 × 230 mm. Peso: 4,5 kg. *A*

F. F.

Come provare l'efficienza dei transistori

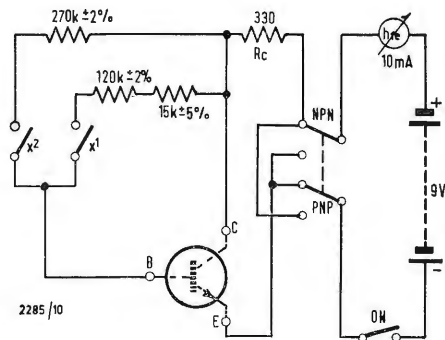



Fig. 1 - Provatransistori.

Accade sovente nella pratica giornaliera di laboratorio di dover effettuare un controllo dell'efficienza di transistori.

Poichè nella maggior parte dei casi non occorre ricorrere a misure estremamente precise, ma anzi è sufficiente un controllo SI/NO, a questo scopo, come è noto ad ogni tecnico, qualche volta basta misurare con l'ohmetro la resistività delle giunzioni: quella tra base ed emettitore e quella tra base e collettore. Quando si riscontri una bassa resistenza fra base e collettore e fra base ed emettitore misurando in un senso ed una resistenza relativamente alta invertendo i puntali si può dire che il transistore in prova abbia superato il primo esame. (Attenzione, però, a controllare la giunzione base emettitore dei transistori « drift ». Se la tensione della pila dello strumento supera 1,5 V è possibile distruggere il transistore!).

Un'altra importante prova è la misura della corrente di riposo (I_{cbo}), cioè la corrente fra collettore ed emettitore con corrente di base nulla. Questo valore varia da tipo a tipo ed è notevolmente più elevato nei transistori al germanio rispetto a quelli al silicio.

I costruttori forniscono i dati caratteristici propri ad ogni transistore e la misura di questo dato — che si può ottenere alimentando il transistore con una batteria in serie ad un microamperometro e lasciando la base non collegata — fornisce un altro importante dato sull'elemento dubbio. Molto spesso un transistore che non funziona molto bene denuncia a questa prova la sua anormalità mentre appare normale al controllo eseguito con l'ohmetro. Ma non sempre ci si può accontentare di prove così superficiali e d'altra parte costruire l'attrezzatura per il rilievo di alcune caratteristiche è quanto mai semplice.

Certamente la più probatoria fra tutte le prove statiche è il controllo del β (o h_{fe} secondo la denominazione con i parametri ibridi) ossia la misura del fattore di amplificazione di corrente.

Occorre chiarire qui qualche concetto sul funzionamento del transistore.

Quando questo elemento è collegato in emettitore comune, l'abituale disposizione in novantacinque casi su cento, è essenzialmente un amplificatore di corrente. Una piccola corrente che scorre nel circuito di base è capace di controllare l'andamento di una corrente di ampiezza 50, 100 o più volte maggiore che scorra nel circuito di collettore. È proprio il rapporto fra le grandezze di queste due correnti — che arbitrariamente abbiamo detto essere di 50, 100 o più — il valore che ci interessa.

Abbiamo già visto come alimentando il transistore con una batteria di tensione e polarità appropriate e lasciando aperto il circuito di base, scorra nel transistore una corrente di modesto valore, la corrente di riposo I_{cbo}. Quando in queste condizioni si faccia scorrere anche nel circuito di base una piccola corrente I_b di valore noto, nel collettore circolerà una corrente che sarà β volte più grande. Si supponga che la corrente che scorre nel circuito di base sia di 100, μA e che il β dell'elemento in prova sia di 50, la corrente nel collettore sarà: $I_c = \beta . I_b = 50 . 100 = 5000\ \mu A = 5$ mA.

Fig. 2*a* - Scala per lo strumento del provatransistori di fig. 1.

Fig. 2*b* - Esempio di realizzazione del provatransistori di fig. 1.

Fig. 3 - Caratteristiche $I_c f (V_{ce})$ per il transistore 2N708.

Partendo da questo principio è possibile costruire con poca spesa (meno di 10.000 lire) un provatransistori capace di fornire dati abbastanza precisi per tutti i tipi di transistori di piccola potenza attualmente in uso. Il circuito è mostrato in fig. 1.

L'energia per l'alimentazione viene fornita da una pila a 9 V del tipo impiegato nei ricevitori portatili. Un commutatore permette di invertire la polarità dell'alimentazione a seconda del tipo di transistore in prova; quando sia da provare un transistore pnp al collettore verrà collegato il polo positivo della batteria, mentre quando sia da provare un npn allo stesso elettrodo verrà collegato il polo negativo.

Dopo aver inserito il transistore e posto il commutatore nella posizione corretta, si prema il pulsante « ON »; il milliamperometro verrà attraversato dalla corrente di riposo.

L'indicazione dello strumento sarà lievemente maggiore quando sia in prova un transistore al germanio che non quando sia in prova uno al silicio. Deve trattarsi in ogni caso di un valore piccolissimo — al massimo 0,2 mA, che rappresenta appena 1/50 del valore fondo scala del nostro strumento da 10 mA — e che perciò non è possibile misurare con precisione. Tuttavia indicazioni maggiori denunciano già una alterazione del transistore. Se l'indice dello strumento si porta violentemente verso il fondo scala ciò indica che il nostro transistore è in cortocircuito fra emettitore e collettore. Il resistore R_c in serie al circuito di collettore impedisce in questo caso che il milliamperometro si danneggi.

Nel caso che l'indicazione della corrente di riposo resti ad un valore corretto si può passare alla misura, premendo contemporaneamente il pulsante « ON » ed il pulsante « x1 ».

Così viene fatta scorrere nel circuito di base una corrente di $\frac{9\ V}{135.000\ ohm} =$ 67 μA. Se il transistore in esame è funzionante ed ha un β di 150 la corrente che scorre nella base provocherà una corrente 150 volte più grande nel collettore. Nel nostro transistore scorrerà dunque una corrente di 67 μA $\times$ 150 = 10 mA, cosicchè lo strumento raggiungerà il fondo scala.

Se il β fosse solo di 75 la corrente sarebbe di 67 μA $\times$ 75 = 5 mA e l'indice dello strumento si porterebbe esattamente a metà scala. Si può perciò graduare la scala dello strumento direttamente in valori di β (o di h_{fe}). La scala disegnata in fig. 2 ne è un esempio. In questa scala per ciascuna indicazione sono riportati due valori che stanno fra loro nel rapporto 1 : 2. Mentre i valori esterni della scala riguardano la prova descritta, i valori della scala più interna si riferiscono alle indicazioni ottenute quando si premono assieme il pulsante « ON » ed il pulsante « x 2 ». In questo caso la base viene attraversata da una corrente metà del caso precedente cosicchè per ottenere le stesse indicazioni il transistore dovrebbe avere un β di valore doppio.

Con questa disposizione è possibile con-

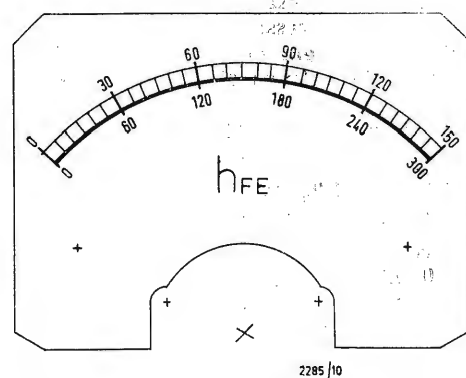
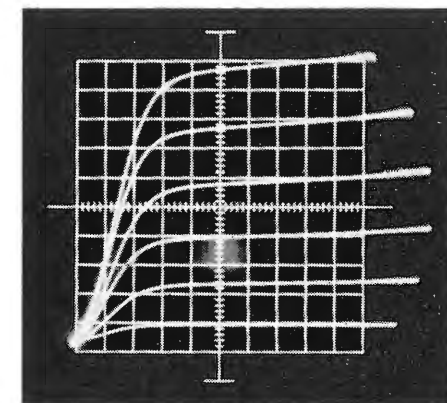



Fig. 4 - Regione di saturazione in un transistore al germanio (ASY27) – Scala ascisse = 0,1 V/divisione.

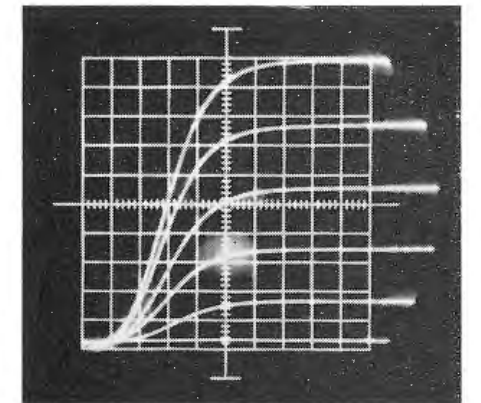



Fig. 5 - Regione di saturazione in un transistore al silicio (2N1991) – Scala ascisse = 0,1 V/divisione.

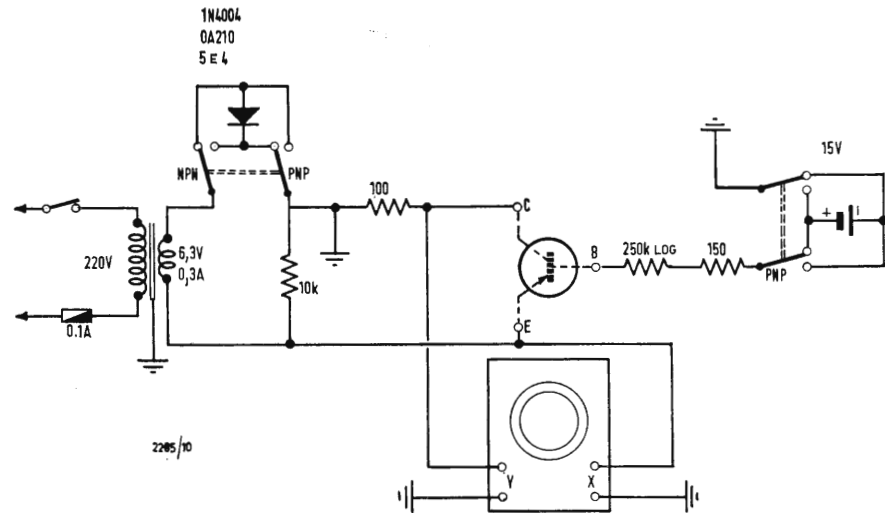



Fig. 6 - Tracciatore di caratteristiche.

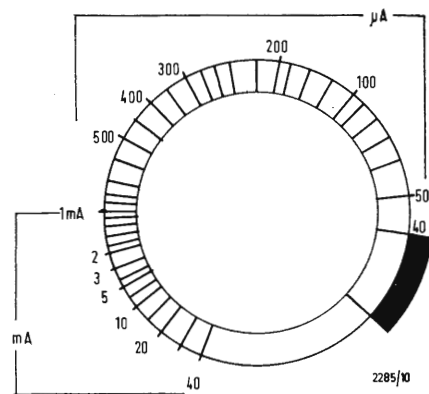



Fig. 7 - Esempio di divisione della scala del potenziometro di base.

trollare transistori il cui guadagno di corrente sia compreso fra 6 e 300, cioè tutti i tipi che si incontrano nella pratica.

La misura viene effettuata a valori di corrente di collettore compresi fra 0,2 e 10 mA ed entro questo campo il valore del β si mantiene abbastanza costante cosicchè con il semplice apparecchio descritto si possono effettivamente misurare le caratteristiche statiche in maniera sufficientemente precisa (l'errore è contenuto entro il 5% mentre certi parametri anche nei migliori transistori possono differire del 50% da un pezzo all'altro).

Tuttavia la vera rappresentazione del funzionamento di un transistore si può ottenere solo controllando le caratteristiche dinamiche. Esistono apparecchi complessi — e molto costosi — che permettono di ricavare queste caratteristiche per qualsiasi condizione di funzionamento. Ma anche in questo caso — purchè si abbia a disposizione un buon oscilloscopio — si può con l'aiuto di un adattatore molto semplice e di basso costo, ricavare le caratteristiche dinamiche più importanti. Risulta utile ricavare le caratteristiche della corrente di collettore I_c in funzione della tensione applicata V_c, avendo come parametro la corrente di base I_b, ed è proprio di questa curva che ci occuperemo. La fig. 3 riporta la famiglia di curve fornite dal fabbricante per il transistore 2N708, un transistore al silicio di impiego generale. Sull'asse orizzontale sono riportati i valori della tensione continua applicata al collettore e sull'asse verticale i corrispondenti valori assunti dalla corrente nel transistore. Ognuna delle curve che compongono la famiglia si riferisce ad un determinato valore della corrente di base.

Descriveremo un adattatore che permetta di visualizzare sullo schermo dell'oscilloscopio la famiglia di curve di un transistore in prova.

Facciamo prima un esempio dell'utilizzazione di un tale strumento. Se le varie curve di fig. 3 fossero spaziate regolarmente, se cioè ad un raddoppio della corrente di base corrispondesse un raddoppio della I_c, e così via ciò equivarrebbe a dire che le variazioni della corrente di collettore seguono fedelmente le variazioni della corrente nella base e quindi il transistore sarebbe adatto ad amplificare un segnale senza introdurre distorsione. Purtroppo ciò è vero solo entro limiti ristretti ed è appunto con uno strumento come quello che descriveremo che può essere fatta la ricerca di tali limiti, sia per confrontarli con quelli caratteristici nel caso di un transistore dubbio, sia per ricavarli quando non si posseggano.

Il nostro strumento potrà essere utilizzato anche in altre occasioni: nella costruzione di uno stadio in push-pull è opportuno selezionare una coppia di transistori con caratteristiche uguali o, almeno per quanto possibile, simili. Ed ancora, è possibile rilevare non solo le caratteristiche di un transistore sconosciuto ma altresì determinare se questo sia al germanio o al silicio.

Quando, aumentando opportunamente l'amplificazione si vada a studiare l'origine delle curve che compongono una famiglia si vedrà che il punto in cui il transistore principia a condurre non coincide con lo zero della tensione di collettore. Prima che principi a scorrere corrente occorre che sia superata

Fig. 8 - Caratteristica ricavata con l'adattatore di fig. 6.

Fig. 9 - Famiglia di caratteristiche del transistore 2N1991. Le variazioni della corrente di base sono di 1 mA. (Fotografia ottenuta per esposizioni successive).

una certa soglia nella tensione di collettore; questo limite o « tensione di saturazione » (V_{cesat})è diverso a seconda del materiale impiegato per la costruzione del transistore, germanio o silicio, e l'andamento delle curve dipende anche dalla tecnica costruttiva impiegata (figg. 4 e 5). Insomma le possibilità di uno strumento del genere sono limitate solo dalle conoscenze di chi lo utilizza.

Ma veniamo, adesso, alla descrizione dell'adattatore; lo schema è riportato in fig. 6. Per rendere possibile la ripetizione periodica dell'immagine sullo schermo del tubo l'alimentazione di collettore del transistore in prova è effettuata con una tensione continua pulsante di 9 V di ampiezza a 50 Hz, ricavata attraverso un trasformatore ed un diodo dalla rete di alimentazione.

Questa tensione viene portata anche all'ingresso dell'amplificatore orizzontale dell'oscilloscopio allo scopo di effettuare la scansione orizzontale, sincrona con le variazioni della tensione di collettore. All'ingresso dell'amplificatore verticale viene collegato il collettore del transistore in prova.

Poichè fra questo punto e l'alimentatore rimane interposto il resistore di carico la tensione in questo punto sarà inversamente proporzionale alla corrente che scorre nel transistore. Con il carico di 100 Ω, adottato nel montaggio proposto, il valore della caduta di tensione sarà di 0,1 V per ogni mA di corrente di collettore.

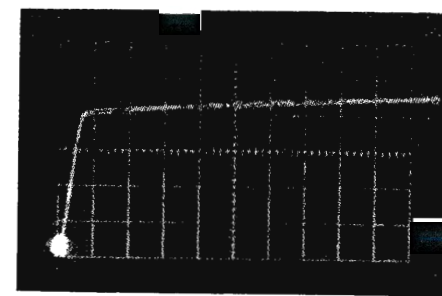
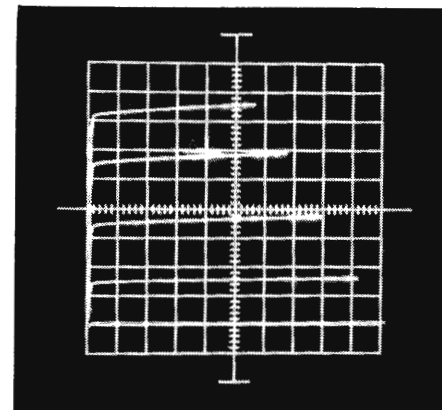
La corrente di base viene ricavata da una pila da 15 V attraverso un resistore di protezione ed un potenziometro che realizzano un alimentatore a corrente costante. Il valore di questa corrente può essere misurato ponendo un microamperometro in serie alla batteria oppure, come nello schema riportato, la manopola di comando del potenziometro può essere tarata in µA in modo da fornire direttamente il valore del dato scelto come parametro: questa scala è disegnata in fig. 7.

È previsto il consueto commutatore invertitore per consentire la prova dei transistori pnp ed npn.

Per la misura delle caratteristiche di un transistore, dopo aver posto il commutatore pnp/npn nella posizione adatta al tipo in prova, ed aver inserito il transistore si porta il valore della corrente di base intorno a 100 µA, e si agisce su i comandi dell'oscilloscopio (guadagno e posizione verticale e guadagno e posizione orizzontale, non essendo necessario regolare la base dei tempi perchè la scansione orizzontale è ricavata dal segnale fornito dall'adattatore) fino a che sullo schermo dell'oscilloscopio non compaia una curva come quella di fig. 8. È da notare che la curva apparirà invertita quando in luogo di un transistore pnp sia in prova un transistore npn. Tenendo presente che ogni mA di corrente che scorre nel transistore provoca una tensione di 0,1 V di segnale all'ingresso dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio, si può fare corrispondere un valore intero ad ogni divisione del reticolo dello schermo. Variando il valore della corrente di base si potrà ricavare l'andamento del transistore in esame, ed anche fotografare la famiglia di curve, come nella fig. 9, ottenuta per esposizioni multiple.

Durante i primi tentativi con un transistore di cui non siano note le caratteristiche è opportuno mantenersi entro valori di sicurezza della corrente di base, effettuando nuovi incrementi con grande prudenza. In questo caso è da notare che qualunque alterazione della caratteristica, specialmente nella parte terminale della curva dove questa corrisponde ai valori di maggior dissipazione, indica che il transistore si va avvicinando al limite della sua capacità di dissipazione e per evitarne il danneggiamento è indispensabile ritornare rapidamente su valori minori.

Per la grande semplicità dell'apparecchio resta poco da aggiungere riguardo alla realizzazione meccanica dell'adattatore; per evitare oscillazioni spurie, specialmente con transistori con valori di β elevato è consigliabile una costruzione compatta e che permetta di effettuare le connessioni all'oscilloscopio con collegamenti quanto più brevi possibile. Un'ultima considerazione va fatta sul tipo di oscilloscopio impiegato. Benchè la curva risultante sia un segnale alternato è opportuno utilizzare un oscilloscopio accoppiato in continua. Si eviterà così uno spostamento verticale del punto di zero della traccia in corrispondenza di valori diversi di corrente di base ed inoltre il mantenimento della componente continua nel segnale permetterà la valutazione — impossibile con un oscilloscopio accoppiato in alternata — del valore della corrente I_{cbo} che scorre nel transistore in condizioni di riposo.

Lo schema base di questo adattatore, che permette di trasformare un oscilloscopio in un tracciatore di caratteristiche, può essere complicato prevedendo carichi di valore diverso commutabili ed aumentando la capacità di erogazione dell'alimentatore al fine di renderlo adatto a ricavare le curve caratteristiche anche nei transistori di potenza; ma già con il semplice circuito che abbiamo descritto si otterranno, con un po' di pratica, risultati che superano di gran lunga il valore intrinseco dell'apparecchio.

A

dott. ing. A. Turrini

Sintonizzatori con transistori ad effetto di campo*

Il desiderio di ottenere nella gamma O.U.C. una buona qualità anche nella ricezione a grande distanza, e la installazione crescente di stazioni trasmittenti obbligano a ricercare, per i circuiti di entrata dei ricevitori O.U.C., soluzioni sempre più complicate e costose. Per un sintonizzatore O.U.C., si possono trovare, per mezzo dei transistori a effetto di campo, soluzioni che sono un buon compromesso fra un costo ammissibile e l'effetto utile da raggiungere. In quello che segue si analizzano dapprima le proprietà dei FET e il loro comportamento negli stadi RF e si discutono i requisiti per un sintonizzatore di alta qualità e il suo funzionamento. Con l'ausilio di diagrammi si considera in particolare il comportamento ai segnali forti del gruppo 312-2430 della Görler e si fa un confronto con sintonizzatori similari a tubi elettronici e a transistori.

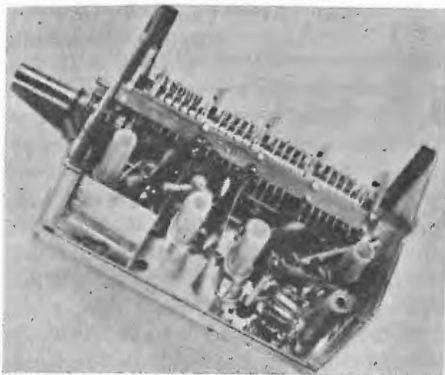



Fig. 1 - Vista del sintonizzatore OUC con transistori a effetto di campo e con condensatore variabile a 4 sezioni (Görler).

Poichè da poco tempo i cosiddetti transistori a effetto di campo (FET) hanno ottenuto, specialmente in America, il loro ingresso nel campo professionale, ci si domanda se il loro uso nell'elettronica civile è nonsolo desiderabile, ma anche conveniente, o forse addirittura indispensabile.

Per rispondere a ragion veduta a questa domanda, basta la precisa conoscenza delle loro proprietà; tuttavia una risposta esatta può scaturire solo dall'acquisizione di risultati positivi del loro uso in tali circuiti, la introduzione nel mercato dei quali sta in un buon rapporto fra l'utilità tecnica e la modicità del costo.

1. - PROPRIETÀ E COMPORTAMENTO DEI FET NEI CIRCUITI RF

Le proprietà dei transistori a effetto di campo, le quali in generale interessano il progettista, sono essenzialmente costituite dal loro modo di comportarsi in un circuito oscillatorio. Chiunque abbia finora lavorato coi tubi elettronici e coi normali transistori, deve ammettere che accanto alle tecniche parallele note, bisogna adottare una tecnica alquanto inconsueta.

1.1. - Proprietà fondamentali dei transistori a effetto di campo

Come per qualsiasi elemento nuovo, che debba essere inserito in un circuito, anche coi FET c'è una serie di fattori che devono essere considerati:

un FET possiede una curva caratteristica quasi quadratica, perchè la sua corrente di assorbitore (corrente anodica dei tubi elettronici) varia proporzionalmente al quadrato della tensione applicata alla porta (griglia).

È noto che le caratteristiche dei tubi obbediscono alla legge della carica spaziale, cioè essi sono legati ad una legge quadratica, e che i transistori seguono la caratteristica dei diodi.

I FET hanno variazioni dei parametri più forti dei comuni transistori, per es. la corrente di assorbitore può variare nel rapporto di 20 a 1 o più.

I FET hanno un minor prodotto amplificazione × larghezza di banda in confronto ai normali transistori.

La loro rumorosità propria è bassa. La rumorosità di un semiconduttore è decisamente inferiore a quella di un tubo elettronico e di un nuvistore.

Con le variazioni di temperatura si nota appena una variazione di capacità. I FET hanno un'alta resistenza di entrata.

1.2. - Conclusioni sull'impiego dei FET in circuiti RF

Le seguenti considerazioni indicano fino a qual punto queste proprietà si possono sfruttare nel progetto di circuiti RF:

i FET si possono bene usare come amplificatori RF e mescolatori, perchè essi, oltre alle frequenze fondamentali amplificate, danno luogo solo alle seconde armoniche delle frequenze di entrata, o delle frequenze delle loro somme e differenze, che risultano inefficienti a motivo dei circuiti accordati. I normali transistori ed anche i tubi elettronici generano un maggior numero di armoniche superiori e di prodotti di intermodulazione, le ampiezze dei quali sono massime coi normali transistori.

Le variazioni che si verificano nei parametri dei FET richiedono per la conservazione costante della giusta corrente di lavoro, una rigorosa stabilizzazione delle tensioni continue di alimentazione. Occorre provvedere alla neutralizzazione dei circuiti oscillatori RF accordati sulla stessa frequenza fra porta e assorbitore, a motivo della minor pendenza dei FET. Poichè la loro capacità è quasi indipendente dai parametri di lavoro, i FET costituiscono buoni amplificatori RF accordati. La loro bassa rumorosità li qualifica per realizzare amplificatori RF silenziosi. Le piccole variazioni di capacità, che essi presentano, abbreviano l'allineamento e assicurano la stabilità dei circuiti risonanti.

La maggior resistenza di entrata è una proprietà molto ricercata per gli amplificatori RF.

2. - CONSIDERAZIONI GENERALI E REQUISITI SPECIALI PER UN SINTONIZZATORE A O.U.C.

Poichè negli ultimi anni, il numero e le potenze dei trasmettitori a O.U.C. sono ancora aumentati, non è raro che i segnali RF presenti all'entrata dei ricevitori siano aumentati da qualche μV a parecchie centinaia di mV. Queste condizioni di ricezione sono poi in Germania ancora peggiorate (dal punto di vista della selettività, non della sensibilità!) dalla modesta distanza dei canali fra due o anche tre trasmettitori, che arrivano insieme al ricevitore con diverse forti tensioni di segnale. Questi problemi procurano allo specialista progettista di sintonizzatori seri rompicapi e lo obbligano a sempre migliori rielaborazioni, di un criterio ben fondato non però prive di compromessi.

Ne risulta in pratica che segnali RF notevolmente forti, incidenti all'ingresso del ricevitore O.U.C., provocano la ricezione dei canali adiacenti e modulazione incrociata, per cui al di sopra di tutte le altre considerazioni bisogna rendersi conto come si possa contrastare efficacemente questi inconvenienti. Se per es. un ricevitore O.U.C. si trova nelle immediate adiacenze di un trasmettitore, sintonizzandosi su questo trasmettitore, all'uscita FI del sintonizzatore sorge una tensione di alcuni V. È certo che non solo il mescolatore del sintonizzatore viene sovraccaricato, ma anche il successivo amplificatore FI. Non è possibile effettuare una regolazione C.A.G. del mescolatore, perchè avrebbe come conseguenza una staratura dell'oscillatore ad esso accoppiato. Rimane dunque a disposizione solo un

Fig. 2 - Schema del sintonizzatore OUC tipo 312-2430 Görler.

*) *Funkschau*, novembre 1966, pag. 685.

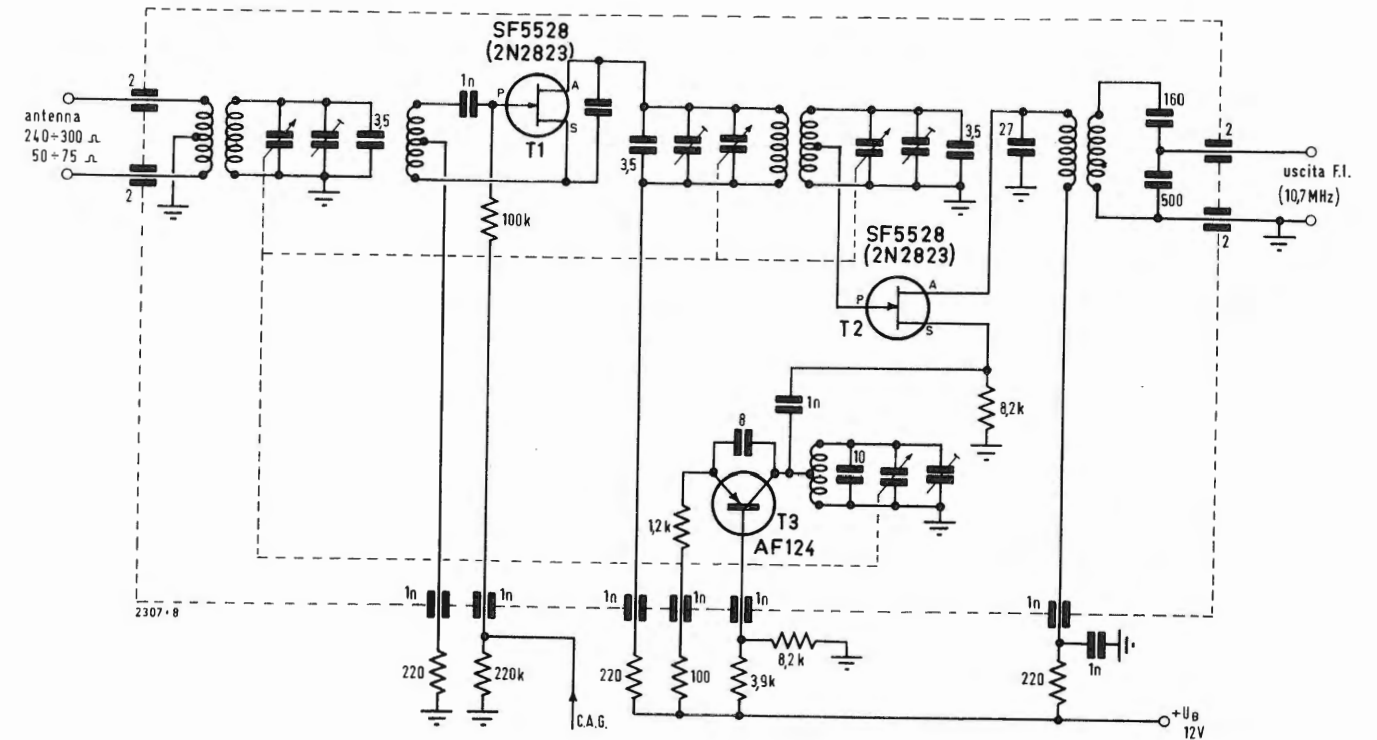
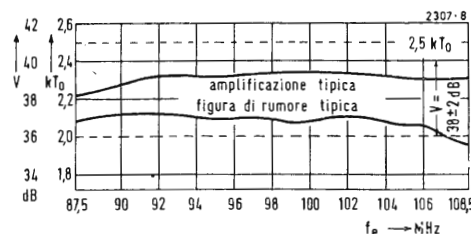



Fig. 3 - Figura di rumore e amplificazione in funzione della frequenza di entrata.

efficace bloccaggio del preamplificatore RF che è preposto al miscelatore, per mantenere nei limiti consentiti le ampiezze dei segnali, che arrivano al miscelatore.

Si supponga poi che lo stesso ricevitore si trovi nelle vicinanze di diversi trasmettitori O.U.C., allora sorgono anche diversi segnali RF forti, di diverse frequenze, al sintonizzatore. Secondo le proprietà selettive del preamplificatore RF, viene attenuato più fortemente questo o quel segnale (sintonizzando il ricevitore su un'emittente, il segnale corrispondente alla frequenza di questo trasmettitore viene meno attenuato, mentre quello del trasmettitore più lontano in frequenza subisce la maggior attenuazione).

Questa attenuazione non è però certamente sufficiente per non permettere che avvengano mescolazioni. Per una chiara illustrazione delle possibilità di miscelazioni nel sintonizzatore si fa qui un semplice esempio: il sintonizzatore O.U.C. sia sintonizzato sulla frequenza di ricezione $f_e = 90$ MHz; il suo oscillatore oscilli in più, cioè alla frequenza di 100,7 MHz; la sua frequenza intermedia vale dunque FI $= 100,7 - 90 = 10,7$ MHz. Poi sorgono le seguenti combinazioni con le frequenze interferenti:

1. fra oscillatore e frequenza intermedia

oscillatore-fondamentale

$f_x = f_o + \mathrm{FI}/2 = 106,05$ MHz
$f_x = f_o + 2\ \mathrm{FI}/2 = 111,4$ MHz

oscillatore-2ª armonica

$f_x = 2\ f_o + \mathrm{FI} = 212,1$ MHz
$f_x = 2\ f_o + 2\ \mathrm{FI} = 222,6$ MHz;

2. fra la frequenza di entrata e la frequenza intermedia

mescolazione delle subarmoniche

$$f_x = f_o + \left(\frac{n-1}{n}\right) \mathrm{FI}$$

per $n = 2$ si ha $f_x = 95,35$ MHz
per $n = 3$ si ha $f_x = 97,13$ MHz;

mescolazione della 2ª armonica

$$f_x = 2\ f_e + \left(\frac{n-1}{n}\right) 2\ \mathrm{FI}$$

per $n = 2$ si ha $f_x = 190,7$ MHz
per $n = 3$ si ha $f_x = 194,26$ MHz.

Pervengono pure al sintonizzatore le cosiddette « frequenze critiche », e cioè le frequenze:

a) nel campo di frequenze di ricezione, quelle che differiscono dalla frequenza ricevuta, di 5,35 MHz, 7,13 MHz e 16,05 MHz;

b) nelle immediate adiacenze del campo di ricezione, quelle che differiscono dalla frequenza di ricezione, di 21,4 MHz e

c) fuori del campo di ricezione, stanno fra 190 e 220 MHz.

Ora, in pratica, questi elementi hanno il seguente significato: sia applicato al sintonizzatore ad es. un forte segnale proveniente da una stazione trasmittente sulla frequenza 90 MHz; c'è da aspettarsi che si possano ricevere in prevalenza anche le frequenze f_x (95,35 MHz, 97,13 MHz, 100,5 MHz e 111,4 MHz). Se ora un secondo trasmettitore più debole, o più forte emette su $f_x = 95,35$ MHz, sintonizzando il ricevitore si sentono due programmi contemporaneamente su questa frequenza.

Inversamente, è possibile quando il sintonizzatore è accordato sulla frequenza di ricezione $f_e = 90$ MHz, sentire su 90 MHz un forte segnale presente all'ingresso del sintonizzatore e intorno ad esso di un trasmettitore di TV nei canali 7, 10 e 11.

Questa interferenza, la cosiddetta ricezione su onde adiacenti, può essere notevolmente ridotta solo se il sintonizzatore possiede sufficiente selettività RF prima del mescolatore. In altri termini, il sintonizzatore deve essere in grado di effettuare una selezione multipla alle frequenze critiche, affinchè un segnale sulla frequenza f_x prima del mescolatore venga attenuato ad un livello accettabile.

Il rapporto della tensione FI (presente all'uscita del sintonizzatore per una tensione a f_e di entrata in antenna di 2μV) alla tensione a f_x da applicare all'entrata, per la quale si raggiunge lo stesso livello FI, è un'immediata misura della bontà della selettività RF e viene espresso in dB. Secondo il valore di f_x, si distinguono:

a) selettività adiacente (relativa al campo di ricezione);

b) selettività d'immagine (relativa alla vicinanza del campo di ricezione);

c) selettività lontana (giacente al di fuori del campo di ricezione).

Se ritorniamo al nostro ricevitore O.U.C che ora può udire accanto ai forti trasmettitori anche le stazioni deboli interferenti, nasce un altro problema, quando questo trasmettitore si trova nelle immediate adiacenze (400 kHz, o meno) di un forte segnale disturbante a f_x. Sorge certamente l'intermodulazione, poichè il segnale interferente modula in ampiezza il segnale più debole sul fianco della curva di risposta del preamplificatore. Poichè interviene qui una variazione della capacità dinamica di entrata del mescolatore, si dissintonizza l'oscillatore, essendovi un accoppiamento stretto col mescolatore.

3. - REQUISITI PER UN SINTONIZZATORE DI ALTA QUALITÀ

Da questi esempi, che si incontrano sempre in pratica, si possono dedurre immediatamente anche i requisiti di ingresso di un sintonizzatore.

a) Esclusione di qualsiasi sovraccarico. Poichè segnali forti all'entrata del mescolatore lo sovraccaricano, bisogna evitare in generale che tali segnali arrivino al mescolatore. Per ottenere ciò, i mezzi da impiegare sono:

1) regolazione automatica del guadagno del preamplificatore RF, con il campo di regolazione più grande possibile, dove la regolazione stessa dovrebbe iniziare già con segnali di 5 ÷ 10 mV, per ottenere un buon rapporto segnale/disturbo;

2) sufficiente selettività fra entrata di antenna e mescolatore, per rendere piccoli i segnali indesiderati. Una selettività di 40 dB è troppo poco, 60 dB insufficiente, 80 dB è un valore desiderabile;

3) accoppiamento lasco fra mescolatore e oscillatore, per evitare una variazione dell'oscillatore, in seguito a variazioni della capacità dinamica di entrata del mescolatore.

Diodi limitatori nel circuito interstadio, come nel circuito di uscita FI, che dovrebbero evitare una saturazione dell'amplificatore FI seguente, non sono soluzioni felici. Stadi mescolatori autooscillanti sono da evitare a motivo della loro insufficiente capacità di sovraccarico e per il loro stretto accoppiamento fra mescolatore e oscillatore.

b) Piccola rumorosità di entrata del sintonizzatore.

Un sintonizzatore O.U.C. non deve essenzialmente peggiorare il rapporto segnale/disturbo ivi fornito dall'antenna, per garantire, in unione con l'amplificatore FI un buon rapporto segnale/disturbo.

Poichè per es., un mescolatore a tubo elettronico presenta un rumore di entrata di circa 15 ÷ 20 kT_0, e un mescolatore a transistore presenta un rumore di entrata di circa 10 ÷ 12 kT_0, bisogna assumere l'amplificazione del prestadio in modo da minimizzare il rumore del mescolatore, sebbene sia raccomandabile una piccola amplificazione del prestadio a motivo dell'eventualità di segnali forti. Cifre di rumore inferiori a 3 dB sembrano realizzabili.

c) Grande stabilità dell'oscillatore.

Non si dovrebbe raggiungere una deriva di frequenza dell'oscillatore di più di 50 kHz, non solo in dipendenza della tensione RF di entrata, ma anche della temperatura, nonchè delle tensioni di lavoro.

Gli stadi mescolatori autooscillanti sembrano da escludere, poichè presentano una eccessiva deriva principalmente con le variazioni della tensione di lavoro. Le proprietà dei transistori a effetto di campo ed il loro comportamento nei circuiti RF lasciano supporre che un sintonizzatore O.U.C. costituito con essi possa considerarsi un'esecuzione, che diventerà abituale. Se infine si riesce a soddisfare una gran parte dei requisiti supplementari, questo sintonizzatore possiederà proprietà che lo faranno adatto per un prodotto di alta classe.

4. - SCHEMA DEL SINTONIZZATORE A FET

Poichè lo schema circuitale con condensatore variabile a 4 sezioni adottato nel sintonizzatore Görler 312-2404 si è affermato, si è qui adottata una grande parte dei principi in esso sfruttati anche per il sintonizzatore FET 312-2430 Görler.

La fig. 1 mostra la costituzione del sintonizzatore e la fig. 2 il suo schema com-

Fig. 4 - Stabilità dell'oscillatore in funzione della tensione di lavoro (*a*) e della tensione di entrata (*b*). Le curve sono state rilevate senza l'applicazione del C.A.G. al preamplificatore.

Fig. 5 Apparecchiatura per la misura del comportamento ai segnali forti.

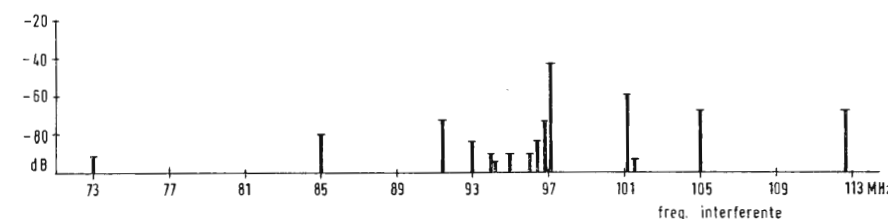
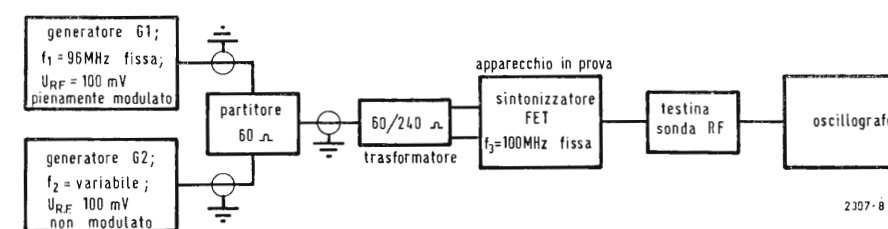



Fig. 6 - Risultati delle misure del comportamento ai segnali forti del sintonizzatore FET tipo 312-2430 (*in basso*) in confronto a quello del tipo 312-2404 (*in alto*). I valori di dB sono riferiti al segnale utile di 2 μV.

Tabella 1 - Principali dati tecnici

Impedenza di entrata di antenna 240 Ω o 300 Ω simmetrici e 60 o 75 Ω dissimmetrici.
Cifra di rumore $\leqslant 2{,}5\ kT_0$.
Amplificazione di tensione 38 dB ± 2 dB (entrate di antenna/circuito FI completo).
Rapporto di reiezione vicina (f_0 + FI/2), 90 ÷ 100 dB.
Rapporto d'immagine (f_0 + 2FI), ≧ 70 dB.
Stabilità FI ≧ 100 dB.
Larghezza di banda FI 200 kHz + 30 %.
Impedenza di uscita FI al circuito totale 5 kΩ; alla presa 150 Ω.
Irradiazioni disturbanti dell'oscillatore:
fondamentale < 20 μV/m
2ª armonica < 10 μV/m
5ª ÷ 8ª armoniche < 15 μV/m.
Deriva di frequenza dell'oscillatore durante il riscaldamento da 20°C a 65°C, 40 kHz.
Temperatura ambiente massima ammissibile 75°C.

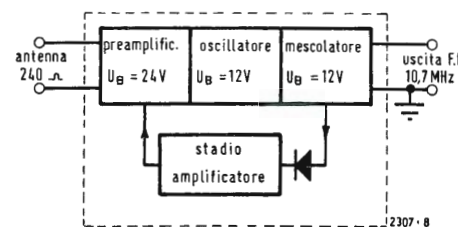



Fig. 7 - Schema a blocchi per la applicazione del C.A.G. al preamplificatore del sintonizzatore OUC tipo 312-2430 Görler.

pleto. L'entrata è stata predisposta per le impedenze di 60 Ω, o 75 Ω e 240 Ω o 300 Ω. A motivo della buona simmetria, nel caso di uso dell'entrata 60 Ω non è necessaria una particolare scelta di uno dei due terminali di collegamento all'antenna. Attraverso il secondario accordato del trasformatore di antenna, il segnale RF perviene all'elettrodo porta del prestadio FET (T_1), la cui capacità di reazione viene compensata in un comune circuito a ponte. Fra il preamplificatore e il mescolatore si trova un filtro di banda accordato agente da elemento selettivo, il cui accoppiamento, mediante una parete di separazione incorporata, viene mantenuto puramente induttivo.

Dal secondario di questo filtro di banda, il segnale arriva al mescolatore T_2, nel cui circuito di assorbitore si trova il primo trasformatore FI. La capacità del suo circuito secondario è costituita da un partitore di tensione capacitivo 160-500 pF, al quale è connesso il successivo amplificatore FI a transistori.

All'elettrodo sorgente del mescolatore FET è accoppiato l'oscillatore costituito dal transistore T_3 (AF124), il cui circuito è stato assunto completamente uguale a quello del precedente sintonizzatore 312-2404. Questo genere di accoppiamento funziona molto bene anche con forti tensioni di segnale di antenna. Si è rinunciato a qualunque genere di smorzamenti del circuito FI, come quelli coi tubi elettronici noti nella forma cosiddetta di neutralizzazione a resistenza per aumentare l'amplificazione, poichè, da una parte, si è raggiunto un ottimo di amplificazione senza questi artifici e, dall'altra non si doveva conseguire una data stabilità a capriccio.

Il tipico andamento della cifra di rumore e dell'amplificatore di tensione nell'intera banda di frequenze da 87,5 a 108,5 MHz, è rappresentato in fig. 3. Come limite superiore per il sintonizzatore FET si è stabilito una cifra di rumore di 2,5 kT_0 e come limite inferiore per l'amplificazione di tensione si sono stabiliti 36 dB. Le curve riportate in fig. 3 rappresentano i valori medi rilevati su una preserie già ultimata.

La fig. 4 rende conto della stabilità dell'oscillatore in funzione della tensione di lavoro U_B e della tensione RF di entrata.

La curva di risposta riportata è stata rilevata senza C.A.G. applicato al prestadio RF.

Il comportamento ai segnali forti del sintonizzatore FET è stato analizzato col metodo di misura indicato in fig. 5. Come si vede, ci sono due generatori RF, dei quali uno è modulato pienamente, mentre l'altro non è modulato, applicati mediante un partitore 60 Ω e un trasformatore di antenna (trasformatore guanella o balun) all'apparecchio in misura. Il generatore G_1 è predisposto stabilmente su 96 MHz, il generatore G_2 è variabile in frequenza da 70 a 120 MHz. Il sintonizzatore stesso viene accordato stabilmente su 100 MHz. I due generatori forniscono ad esso una tensione di antenna di 100 mV. All'uscita del sintonizzatore è collegato, attraverso una testina sonda RF, un oscillografo, che permette di vedere i segnali utili e quelli disturbanti.

La fig. 6 mostra i risultati delle misure, relative al sintonizzatore FET, che vengono confrontati con quelli del sintonizzatore tipo 312-2404. Questo procedimento è da considerarsi come un puro principio di paragone (e non di funzionalità), perchè entrambi i sintonizzatori lavorano senza C.A.G. applicato al preamplificatore. Si comprende chiaramente che col sintonizzatore FET si verificano ancora tre sole « posizioni », contro le originarie 15, alle quali si manifestano frequenze disturbanti con diversi livelli di intensità; ciò significa che il sintonizzatore FET anche con tensioni di entrata di 100 mV o più, possiede un comportamento ai segnali forti assolutamente migliore di un simile sintonizzatore con transistori convenzionali, di uguale costituzione.

Poichè un preamplificatore FET presenta anche proprietà analoghe a un tubo elettronico circa la regolazione automatica, si può controllarlo in modo simile.

La fig. 7 mostra lo schema a blocchi formato in modo che la tensione necessaria per il controllo viene prelevata già dal primo trasformatore FI, raddrizzata, amplificata e applicata alla porta del preamplificatore. Come si vede in fig. 8, la regolazione viene inizialmente differita a 10 mV e a circa 80 mV essa blocca completamente il transistore. Va da sè che ciò comporta un ulteriore miglioramento supplementare del comportamento ai segnali forti. I dati principali del nuovo sintonizzatore O.U.C. sono raccolti nella tabella 1.

Come dimostrano le caratteristiche e le misure, il sintonizzatore O.U.C. a FET descritto è un gruppo ricevente, che soddisfa pienamente i requisiti, che sono stati stabiliti per un sintonizzatore di qualità adatto alla produzione di massa.

Poichè il costo cui si perviene sta in un conveniente buon rapporto al risultato ottenuto, esso è destinato all'impiego nei ricevitori di qualità e nei dispositivi pilota. I risultati della ricezione nella zona di Stoccarda, dove a periodi prefissati tre forti trasmettitori locali lavorano su frequenze diverse hanno confermato la supposizione che il sintonizzatore FET sia, non solo paragonabile ai sintonizzatori a transistori « normali » e a tubi elettronici, ma sia addirittura superiore anche ai sintonizzatori di classe a nuvistori. *A*

Fig. 8 - Attenuazione dell'amplificazione dello stadio preamplificatore in funzione della tensione di segnale RF di entrata.

Prossimamente disponibile in Europa il nuovo circuito integrato presentato alla mostra dell'Elettronica di Parigi

Uno degli aspetti più interessanti della partecipazione della General Electric Company (USA) alla Mostra dell'Elettronica che ha avuto luogo dal 5 al 10 aprile a Parigi era costituito dalla introduzione sul mercato europeo di un nuovo circuito integrato che riunisce in sè le caratteristiche di un dispositivo « Unijunction » ad alta stabilità.

Il nuovo circuito, denominato « Unijunction complementare D5K1 », presenta un complesso di caratteristiche elettriche uniformi che conferiscono al dispositivo una stabilità molto maggiore di quella del tipo convenzionale. Gli oscillatori costruiti con tali dispositivi hanno dimostrato di poter competere con i cristalli per quanto concerne le doti di stabilità.

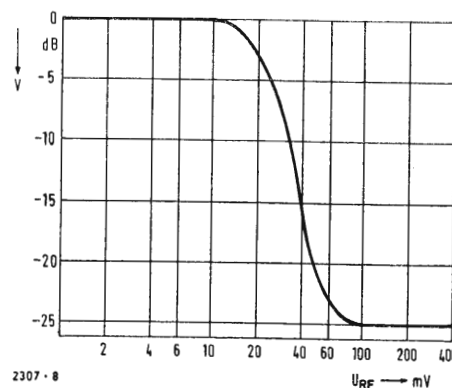
La « Unijunction complementare D5K1 » è stata anche presentata dalla GE negli Stati Uniti in occasione del Congresso dell'Istituto di ingegneria elettrica ed elettronica e della relativa Mostra che ha avuto luogo a New York dal 20 al 23 marzo.

Il dispositivo di cui trattasi è stato denominato « Unijunction complementare » in quanto funziona con polarità opposta rispetto al tipo convenzionale. Esso infatti può produrre un impulso di comando sia positivo che negativo. I progettisti di circuiti potranno applicare il D5K1 anche nei circuiti predisposti per la Unijunction convenzionale adottando solo lievi modifiche ai circuiti stessi.

Nel corso di una prova dimostrativa, un oscillatore completo dotato di D5K1 è risultato stabile su 5 PPM/°C durante i passaggi da 25° a 85°C.

Potranno ora essere costruiti oscillatori a bassa frequenza la cui precisione consentirà scarti inferiori allo 0,5% in una gamma di temperature da -55°C a +150°C.

Il D5K1 permetterà per la prima volta che oscillatori e regolatori possano venir contemporaneamente compensati per quanto riguarda la precisione nelle reazioni termiche e calibrati alla temperatura ambiente con una singola semplice operazione.

Il tipo « complementare » della Unijunction ha consentito inoltre di ampliare sensibilmente la gamma delle applicazioni del dispositivo convenzionale, in quanto il D5K1 può assolvere tutte le funzioni del tipo standard assicurando però un notevole aumento di stabilità. Inoltre possono essere costruiti oscillatori stabili con frequenza fino a 100 k Hz (ossia con notevole estensione delle operazioni a frequenza prestabilita). Ciò rende possibile la costruzione di regolatori analogici ultra-stabili anche a grandi intervalli.

F. B.

Bilanciamento di resistenze dipendenti dalla temperatura e dalla tensione con circuiti semiconduttori

Termistori, conduttori a freddo e ressitenze dipendenti dalla tensione hanno delle caratteristiche che non possono essere influenzate dall'esterno. Può essere perciò interessante, per determinati casi e soprattutto al fine di effettuare degli esperimenti, imitare artificiosamente il comportamento non lineare di tali resistenze con circuiti a transistori e a diodi, per ottenere caratteristiche « su misura ».

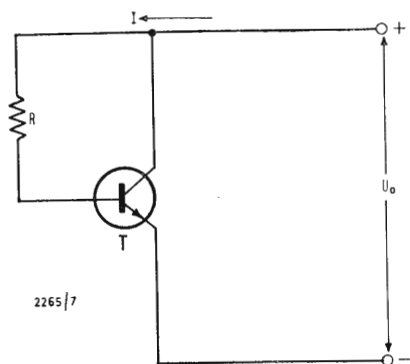



Fig. 1 - Compensazione di termistori con un transistor.

Come noto, per mezzo di particolari regole circuitali si può ovviare alle variazioni dei parametri del transistore che hanno effetti di disturbo sui circuiti transistorizzati. Per mezzo della stabilizzazione e rispettivamente della compensazione, il punto di lavoro viene tenuto fisso in una certa regione voluta per evitare per es. una « sovraconduzione » che può portare alla distruzione del transistor stesso a causa della potenza troppo elevata. In caso però che si abbia una compensazione troppo forte si può arrivare per un certo aumento di temperatura ad un « blocco » per cui il transistor non lavora più.

Questi effetti, normalmente non desiderati, si possono usare in determinati casi per equilibrare resistenze con coefficienti di temperatura negativi e positivi nei circuiti bipolari dipendenti dalla direzione. È di particolare interesse il fatto che si possano realizzare le caratteristiche di temperatura desiderate entro i limiti fissati dalla potenza dei componenti circuitali, per mezzo dei sistemi descritti, sulla base della libera scelta della resistenza R e della tensione di alimentazione U_0. In via di principio si può determinare numericamente l'andamento in temperatura del bipolo, tuttavia si raccomanda una determinazione sperimentale soprattutto a causa delle dispersioni dei semiconduttori impiegati. Date le ridotte dimensioni dei componenti e dei semiconduttori oggi in uso, tutti gli elementi del bipolo possono essere raccolti in un misuratore ed impiegati come organo di misura e regolazione nel campo di temperatura determinato dagli elementi.

Per limitare notevolmente il complesso campo delle possibili combinazioni di transistor, diodi, resistenze, tensioni di esercizio e temperature, in tutti i circuiti descritti qui di seguito, sono stati montati soltanto il transistor *npn* BSY 76 ed il diodo OA180. I tipi di semiconduttori, il valore delle resistenze e le tensioni possono essere naturalmente variati a piacere sempre che non si perdano di vista i valori limite della temperatura e della corrente di emitter, rispettivamente la potenza di dissipazione dei semiconduttori.

(*) *Elektronik*, maggio 1966, pag. 153.

Fig. 1*a* - Andamento della temperatura nella compensazione con termistore per diversi valori della resistenza di base R. Ordinate: corrente I; ascisse: temperatura T.

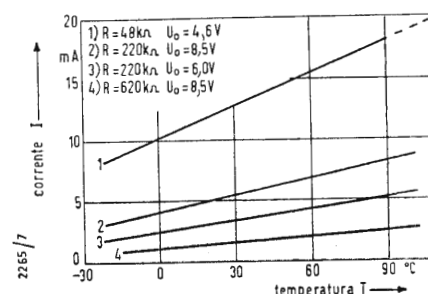



Fig. 1*b* - Pendenza della curva corrente-temperatura in funzione della corrente a 25° C. Ordinate: $\Delta T/\Delta I$; ascisse: corrente a 25° C.

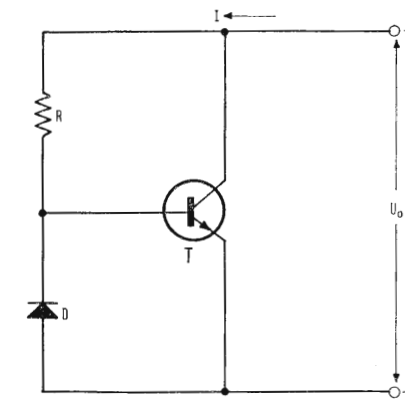
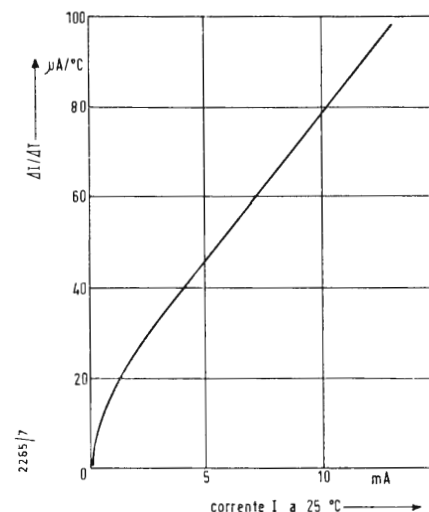



Fig. 2 - Compensazione di conduttore a freddo con un transistor ed un diodo.

Fig. 3 - Compensazione di conduttore a freddo di maggiore flessibilità.

Fig. 2*a* - Andamento della temperatura nella compensazione di fig. 2; le curve tratteggiate si ottengono secondo la fig. 3 con opportuna scelta delle resistenze R_1 ed R_2.

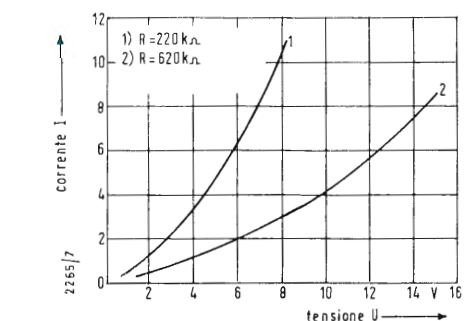



Fig. 3*a* - Andamento della tensione del circuito di fig. 1.

1. - BILANCIAMENTO DI TERMISTORI

Se il tipo più semplice di bilanciamento di un termistore (resistenza NTC) è costituito, secondo quanto indicato in fig. 1 da una resistenza R e da un transistore, in questo caso la resistenza determina la corrente di base. Viene sfruttata la contemporanea salita della temperatura, del rapporto di corrente base-collettore, nonché della corrente di collettore. In fig. 1*a* è riportata la caratteristica IT per alcune resistenze R e tensioni U_0. Si nota che la pendenza $\Delta I/\Delta T$, riferita alla corrente di uscita a 25°C (sia 125 questa corrente) dipende soltanto da quest'ultima. In fig. 1*b* è riportata la pendenza per 125, come è stata calcolata dai valori riportati in fig. 1*a*.

Per evitare la distruzione per effetto termico del transistor, sono state utilizzate, all'atto delle prove le seguenti formule approssimate:

$$I_B \approx (U_0 - 0{,}65)\cdot 1/R$$
$$I_{25} = B_{25}\cdot I_B$$
$$I_T = B_T\cdot I_B$$

I valori del rapporto di corrente base-collettore B, come pure la potenza di dispersione alle rispettive temperature possono essere desunti dalle curve caratteristiche date dal costruttore. In particolare la tensione base-emitter di circa 0,65 V, supposta nelle precedenti formule, vale solo per il tipo di transistor indicato.

2. - BILANCIAMENTO DI CONDUTTORI A FREDDO

Nei conduttori a freddo (resistenza *PTC*) si ha, nel divisore di base, un diodo che lavora nella regione inversa (fig. 2). Fondamentalmente si tratta in questo caso della realizzazione di una sovracompensazione della corrente residua di collettore I_{CEO} dipendente dalla temperatura. Poiché la corrente di blocco I_R del diodo deve essere più alta della corrente residua di collettore I_{CBO}, è stato impiegato il diodo OA180 anche a causa della temperatura di 100°C ammissibile del cristallo. La caratteristica I_T che si trova in tal modo presente in fig. 2, dopo un certo tratto iniziale presenta una spiccata caratteristica *PTC* che tuttavia, a causa del rapido abbassamento di corrente, è un po' sfavorevole. Come rappresentato nel circuito di fig. 3, è possibile ottenere tutte le curve caratteristiche comprese fra quelle dei circuiti 1 e 2, scegliendo opportunamente le resistenze R_1 ed R_2. La curva caratteristica del circuito 1 è perciò rappresentata in fig. 2*a* accanto ad altre accennate come possibili.

3. - BILANCIAMENTO DI RESISTENZE VDR

Un certo svantaggio nelle disposizioni circuitali descritte è rappresentato dalla loro dipendenza dalla tensione, a causa della quale può rendersi necessaria la stabilizzazione della tensione di alimentazione U_0. D'altra parte però, questo fenomeno può essere sfruttato per riprodurre artificiosamente le resistenze dipendenti dalla temperatura (sigla americana VDR: voltage dependent resistance). In fig. 3 sono riportate due curve caratteristiche VDR del circuito 1.

4. - INDICAZIONI GENERALI

La precisione dei bipoli rappresentabili che sono dipendenti dalla temperatura, si trova nell'ordine di grandezza delle loro resistenze a filo di platino, di nichel o anche di leghe al silicio altamente dotate, come essi vengono impiegati per scopi di misura. Per semplici applicazioni non è tuttavia molto consigliabile l'uso di questi elementi molto costosi. La bassa resistenza assoluta (100...200 Ω) delle abituali resistenze al platino e al nichel provoca effetti di temperatura lineari, ma uniti ad un limitato rendimento della tensione utile.

Il campo di temperatura dei bipoli transistorizzati dipende dai semiconduttori di volta in volta impiegati ed è, in linea di massima, compreso fra —55° C e +200°C.

Le prove descritte sono state effettuate con l'intento di ottenere semplici disposizioni in funzione della temperatura che si adattino a scopi di misura a seconda del tipo e della grandezza degli effetti di temperatura. Ulteriori ricerche mirano ad applicazioni nel campo della regolazione di temperatura.

Libro bianco dell'ANIE

(segue da pag. 193)

La seconda ragione addotta dall'on. Orlandi, si riferisce alla pretesa necessità di importazione da altri Paesi di componenti elettronici per il montaggio dei televisori a colori.

Il Libro Bianco *dell'ANIE smentisce nettamente, e noi siamo d'accordo, tale affermazione: oggi l'industria nazionale, ad eccezione del cinescopio, è praticamente in grado di produrre tutti i componenti necessari.*

Circa la terza ragione esposta dall'on. Orlandi, secondo la quale la dilazione decisa dalla Camera potrà consentire di raccogliere una messe maggiore di esperienze sui due sistemi di trasmissione che si sono imposti in Europa (il PAL ed il SECAM), non possiamo che ritenerla almeno ragionevole e positiva.

Nel forzato tempo d'attesa i laboratori industriali non rimarranno certo inattivi e potranno elaborare dei prototipi avvalendosi delle esperienze tecniche raccolte all'estero sul comportamento sia nella propagazione delle emissioni, sia nella tecnologia costruttiva dei televisori, dei sistemi PAL e SECAM entrambi oggi validissimi.

A.

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Ultravox Junior 11"

1. - CARATTERISTICHE TECNICHE

Il ricevitore per televisione della Ultravox, modello Junior 11" presenta le seguenti caratteristiche tecniche: alimentazione: 220 V, 50 Hz. Consumo: 75 W circa. Potenza di uscita massima: circa 2 W. Portante video MF: 45,9 MHz. Portante suono: 40,4 MHz. Altoparlante magnetodinamico frontale con bobina mobile di impedenza 8 Ω (a 400 Hz). Gruppo selettore per VHF adatto per gli 8 canali italiani più 4 posizioni libere. Gruppo sintonizzatore UHF, a sintonia continua, con due transistori. Commutazione a tasto. A richiesta può essere fornito il canale 216-223 MHz che sarà collocato in una delle quattro sezioni libere.

2. - TUBI, TRANSISTORI E DIODI IMPIEGATI

Cinescopio = A2813W; V_{327} = PCL84, amplificatrice video e separatrice di sincronismi; V_{386} = PCL86, amplificatrice audio; V_{475} = ECL80, multivibratore per deflessione verticale; V_{478} = PCF-802, tubo a reattanza e oscillatore per la deflessione orizzontale; V_{464} = PL81, amplificatrice per la deflessione orizzontale; V_{452} = PY81, diodo booster. AF/183/84, amplificatore RF per UHF; AF183/86, mescolatore e oscillatore per UHF; AF109, amplificatore RF per VHF; AF106, mescolatore VHF; AF-106, oscillatore VHF; T_{148} = AF200, 1° amplificatore MF video; T_{130} = AF-201, 2° amplificatore MF video; T_{114} = AF202/S, 3° amplificatore MF video; T_{356} = AF121, amplificatore limitatore 5,5 MHz; T_{302} = BC126, emitter follower AGC; T_{310} = BC125, gate AGC. D_{341} = BA128, smorzatore del suono; D_{158} = BA128, diodo blocco AGC; D_{321} = BA128, diodo ritardo AGC; D_{314} = BA129, diodo protezione AGC; D_{102} = AA116, rivelatore MF video; D_{362}-D_{370} = 2AA119, discriminatore suono; D_{336} BY100 raddrizzatore alim. valvole; D_{366} = R6, raddrizzatore alimentazione transistori; TV11, raddrizzatore EAT; D_{419} = M8OC4, comparatore di fase.

3. - TARATURA ED ALLINEAMENTO

Nel dare queste notizie circa la taratura e l'allineamento è opportuno precisare

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

	VHF								UHF				
	A	B	C	D	E	F	G	H	MHz 475 500	MHz 500 525	MHz 525 550	MHz 550 575	MHz 575 600
L1 in m.	1,78	1,54	1,18	0,56	0,53	0,50	0,48	0,46	0,205	0,195	0,185	0,175	0,17

Fig. 6

che da quanto comunicatoci *dall'ufficio tecnico della Ultravox* risulta che nessun televisore, rientrato alla fabbrica con le ceratura originali, *abbia avuto bisogno di essere ritarato*. Ciò dipende dal fatto che i circuiti sono stati realizzati con costanti tali che consentono la sostituzione dei transistori senza che sia necessario effettuare una nuova taratura.

D'altra parte è provato che se un televisore non è stato manomesso le anomalie che si verificano in esso sono da attribuire a cause estranee alla taratura dei circuiti a radio e media frequenza, almeno per quanto concerne il loro disallineamento.

Per eseguire le seguenti operazioni naturalmente si presuppone che il tecnico sia in possesso di ottimi strumenti quali un wobbulatore, un marcatore, un oscillografo ed un voltmetro a valvola o avente per lo meno 20.000 Ω/V.

3.1. - Taratura della media frequenza video e dei gruppi VHF e UHF

Acceso il televisore circa 30' prima di eseguire la taratura predisporre: *a*) la tensione di alimentazione per 220 V ± 5%. *b*) il tasto dei programmi in posizione UHF; *c*) la taratura dell'asse Y dell'oscilloscopio per 3 Vpp; *d*) Collegare una corrente continua, con il positivo a massa, ed il negativo di — 9 V, al punto di controllo TP9; *e*) collegare una resistenza da 27 kΩ 1/2 W al TP1; *f*) collegare il cavetto schermato d'ingresso dell'oscillografo, asse Y, tra la massa e la suddetta resistenza; *g*) svitare i nuclei delle bobine L_{107}, L_{110}, L_{122}, L_{126}, L_{142}, L_{145}, L_{159}, L_{164}, L_{201}, L_{202}, L_{204} in modo che sporgano dal bordo di 2 mm circa.

Tenere presente che le seguenti operazioni di taratura dovranno essere effettuate servendosi di un cacciavite di nylon o di altro materiale a minima perdita.

1°) Dissaldare il ponticello TP3 ed inserirsi sul terminale che costituiva il ponte prima di averlo dissaldato.
2°) Inserire su questo punto il wobbulatore.
3°) Avvitare il nucleo della bobina L_{107} in modo che il marker a 43,5 MHz coincida con la sommità della curva di figura 1.
4°) Avvitare il nucleo della bobina L_{110} in modo da ottenere la curva di fig. 2.
5°) Saldare il ponticello TP3.
6°) Dissaldare il ponticello TP4.
7°) Inserirsi con il wobbulatore sul terminale che costituiva il ponte prima di dissaldarlo.
8°) Avvitare la L_{128} in modo che il marker a 43,5 MHz sia centrato sulla sommità della curva.
9°) Avvitare la L_{126} in modo da ottenere la curva di fig. 3.
10°) Ritoccare la L_{128} in modo che il marker sia centrato nuovamente sulla sommità della curva.
11°) Saldare il ponticello TP4.
12°) Inserire il generatore sul TP6 con la sua massa collegata alla massa del cavetto UHF.
13°) Avvitare il nucleo della L_{142} in modo da ottenere una curva con ampiezza maggiore, fig. 4.
14°) Avvitare il nucleo della L_{145} in modo da ottenere una curva di ampiezza maggiore, fig. 4.
15°) Avvitare il nucleo della L_{159} in modo da ottenere una curva piatta e simmetrica, fig. 5*a*.
16°) Avvitare il nucleo della L_{202} in modo che il marker a 42 MHz risulti il più alto possibile.
17°) Ritoccare il nucleo della L_{202} (VHF) in modo da portare il marker a 45,9 MHz sulla curva al 50% dell'ampiezza totale, fig. 5*a*.
18°) Avvitare il nucleo della L_{164} fino ad ottenere il marker a 40,4 MHz nella cunetta della curva, fig. 5*b*. Il segnale RF potrà essere aumentato affinchè la curva sia maggiormente visibile.
19°) Inserire il generatore sul TP8.
20°) Controllare, ruotando la manopola di sintonia UHF, di non essere sintonizzati su una stazione UHF.
21°) Controllare che spostamenti del nucleo della L_{201} (VHF) non influenzino la curva osservata.

2300/11

Fig. 7

Fig. 8

22°) Avvitare il nucleo della L_{204} (UHF) per ottenere il marker a 45 MHz sulla curva con la massima ampiezza.
23°) Avvitare il nucleo della L_{201} fino ad ottenere la curva di fig. 5*b*.

In VHF è possibile un ritocco della bobina L_{205} di accordo sull'oscillatore di un dato canale senza che sia influenzata la sintonia degli altri.

3.2. - Taratura della trappola a 5,5 MHz e della media frequenza suono

Dopo aver predisposto il televisore come indicato per la taratura dei circuiti precedenti, per quanto riguarda la tensione e l'accensione, svitare i nuclei delle bobine L_{361}, L_{369}, L_{342}, L_{347} e L_{312} in modo che sporgano dal bordo di circa 2 mm. Collegare l'antenna e sintonizzare il televisore su di una stazione. Controllare lo zero del voltmetro a 20 mila Ω/V.

1°) Avvitare il nucleo della L_{312} sino a notare la sparizione della successione molto fitta dei bianchi e neri sul video.
2°) Inserire il voltmetro con 5 V fondo scala sul punto TP10.
3°) Avvitare il nucleo della L_{361} fino ad ottenere una indicazione negativa.
4°) Avvitare il nucleo della L_{342} fino ad ottenere la massima deviazione dello strumento.
5°) Avvitare il nucleo della L_{347} fino ad ottenere la massima deviazione dello strumento.
6°) Avvitare il nucleo della L_{361} fino ad ottenere la massima deviazione dello strumento.
7°) Avvitare il nucleo della L_{369} fino ad ottenere la massima indicazione dello strumento.
8°) Collegare tra il punto TP10 e la massa due resistenze da 100 kΩ.
9°) Collegare il puntale « + » al centro delle resistenze.
10°) Collegare il puntale « — » al punto TP11.
11°) Ritoccare la posizione del nucleo della L_{369} fino ad ottenere una indicazione nulla dello strumento.
12°) Per la migliore reiezione di modulazione di ampiezza variare il potenziometro P_{374} fino a sentire il minimo ronzio dell'altoparlante.

4. - FUNZIONAMENTO DEL TELEVISORE JUNIOR 11"

Anche per soddisfare la richiesta di qualche nostro lettore riteniamo opportuno dare una breve descrizione del funzionamento del televisore la qual cosa può essere della massima utilità per coloro che non abbiano una preparazione tecnica molto elevata.

4.1. - Tuner

Il segnale a radiofrequenza che perviene dall'antenna è inviato al tuner. Il segnale VHF viene prima amplificato dal transistore AF109 e poi convertito a FI dal 1° transistore AF-106. Il secondo transistore AF106 funge da oscillatore e perciò è accoppiato al primo. Il segnale UHF è invece amplificato dal transistore AF186/83, controllato dall'AGC, e successivamente convertito alla frequenza intermedia dal transistore AF186/84, che assolve le funzioni di mescolatore e oscillatore.

4.2. - Media frequenza video

Il segnale all'ingresso della media frequenza è amplificato dai transistori T_{148}, (controllato dall'AGC) T_{130} e T_{114} ed inviato al rivelatore video, costituito dal diodo D_{102}, dal condensatore C_{104} e dalla resistenza R_{105}.

La media frequenza è del tipo sincrono, cioè con tutti i circuiti accordati su di una frequenza unica e con filtri di banda ad accoppiamento capacitativo. Alla base dei transistori T_{130} e T_{114} vi sono dei trasformatori di accoppiamento aventi lo scopo di non caricare eccessivamente i circuiti accordati con la bassa resistenza d'ingresso dei transistori. Ciascun transistore è neutralizzato con un gruppo RC accoppiato al circuito d'accordo di collettore allo scopo di evitare il pericolo di inneschi dovuti alle capacità interne dei transistori.

4.3. - Amplificatore video

Il segnale, dopo essere stato rivelato, è amplificato dalla sezione pentodo della valvola V_{327} e inviato al catodo del cinescopio. Il comando di contrasto è ottenuto mediante un potenziometro collocato sul circuito anodico della valvola. Dall'amplificatore video sono prelevati i segnali per l'AGC, per il suono e per i sincronismi.

4.4. - Sezione suono

Il segnale intercarrier a 5,5 MHz è prelevato sull'anodo dell'amplificatore video ed accoppiato alla base del transistore T_{356}. Il partitore capacitativo ha lo scopo di non caricare eccessivamente il circuito accordato alla base di questo transistore che ha funzioni di amplificatore e di limitatore.

Il segnale in uscita al T_{356} è inviato ad un discriminatore a rapporto, provvisto di due diodi, D_{362} e D_{370}, nei quali la modulazione di frequenza è rivelata in modo da ottenere un segnale a frequenza audio. In serie ai diodi vi sono due resistenze di cui una variabile. La regolazione di quest'ultima consente di ottenere una buona reiezione di modulazione di ampiezza. Un potenziometro da 500 kΩ funge da regolatore del volume. La parte audio sfrutta le due sezioni della valvola V_{386}.

4.5. Controllo automatico del guadagno (AGC)

Il segnale video viene prelevato dal catodo dell'amplificatore video ed inviato alla base del transistore T_{302}. Questo transistore funge da stadio « *Emitter follower* » cioè da ripetitore catodico ed

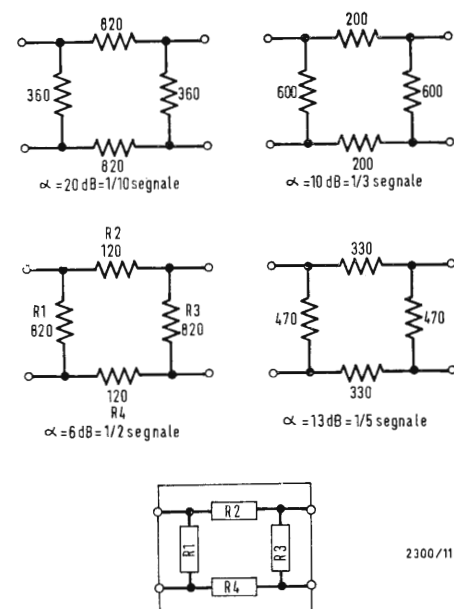
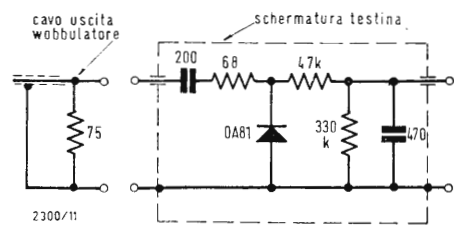
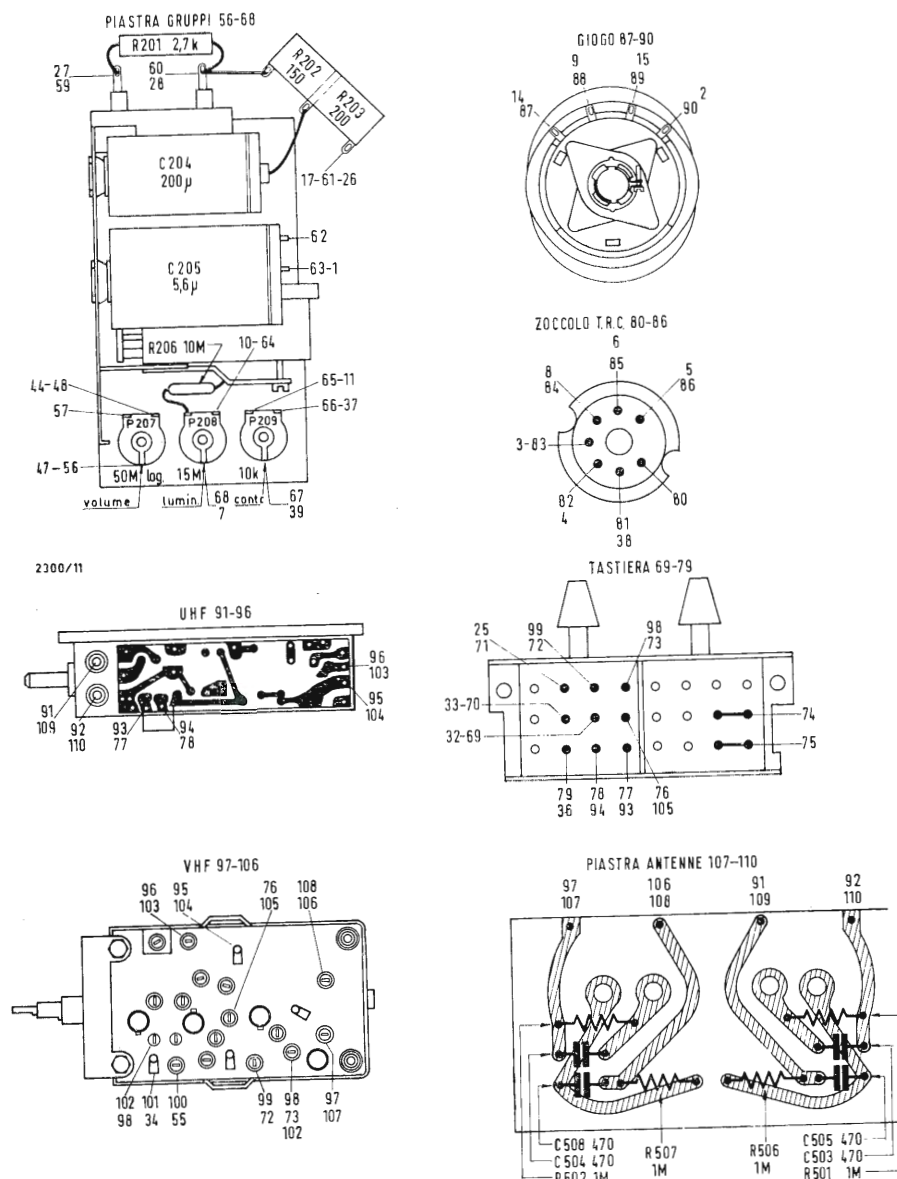



Fig. 9

è accoppiato al transistore T_{310}. Quest'ultimo è uno stadio «*a soglia*» con base a massa, che riceve sull'emettitore il segnale video. L'impulso di sincronismo rende conduttore il transistore T_{310} mentre contemporaneamente arriva al collettore del transistore un impulso di ritorno di riga che gli fornisce l'alimentazione. In transistore rimane in conduzione sino al termine dell'impulso di sincronismo.

L'impulso di corrente che attraversa i transistori carica il condensatore elettrolitico C_{317} che viene ad assumere una tensione negativa funzione del segnale d'ingresso. Tensione questa che, attraverso opportuni reti resistive, è applicata alle basi dei transistori di media frequenza (T_{148}) e dei tuner (AF109 in VHF e AF186/83 in UHF).

4.6. - Alimentazione

L'alimentazione alle valvole è del tipo convenzionale ed utilizza il diodo D_{336}; quella dei filamenti è ottenuta sfruttando la caduta reattiva ai capi di un condensatore carta ed olio di 5,6 μF, C_{205}. Questo condensatore deve avere una tolleranza stretta ed è perciò composto da un condensatore principale ed uno aggiunto. Quest'ultimo non è presente qualora il primo sia già in tolleranza.

La resistenza R_{477} serve ad alimentare i transistori senza sotto-alimentare i filamenti delle valvole.

4.7. - Deflessioni

Il segnale video composito è applicato alla griglia della sezione triodo della valvola V_{327} che compie la funzione separatrice di sincronismo. Essa serve a ricavare dal segnale video composito i segnali di sincronismo necessari alla sincronizzazione degli oscillatori che provocano la deflessione del raggio catodico sullo schermo del cinescopio.

Per la sincronizzazione orizzontale gli impulsi negativi di sincronismo prelevati dall'anodo della V_{327} vengono applicati al comparatore di fase dissimmetrico (doppio diodo D_{419}) a cui viene inviato pure il dente di sega di riferimento, ottenuto integrando l'impulso di ritorno di riga prelevato dal trasformatore di riga, ed il potenziale creatosi aumenterà fino a bilanciare l'effetto del potenziale esterno.

La tensione sviluppata dal comparatore di fase e filtrata dal gruppo RC, è

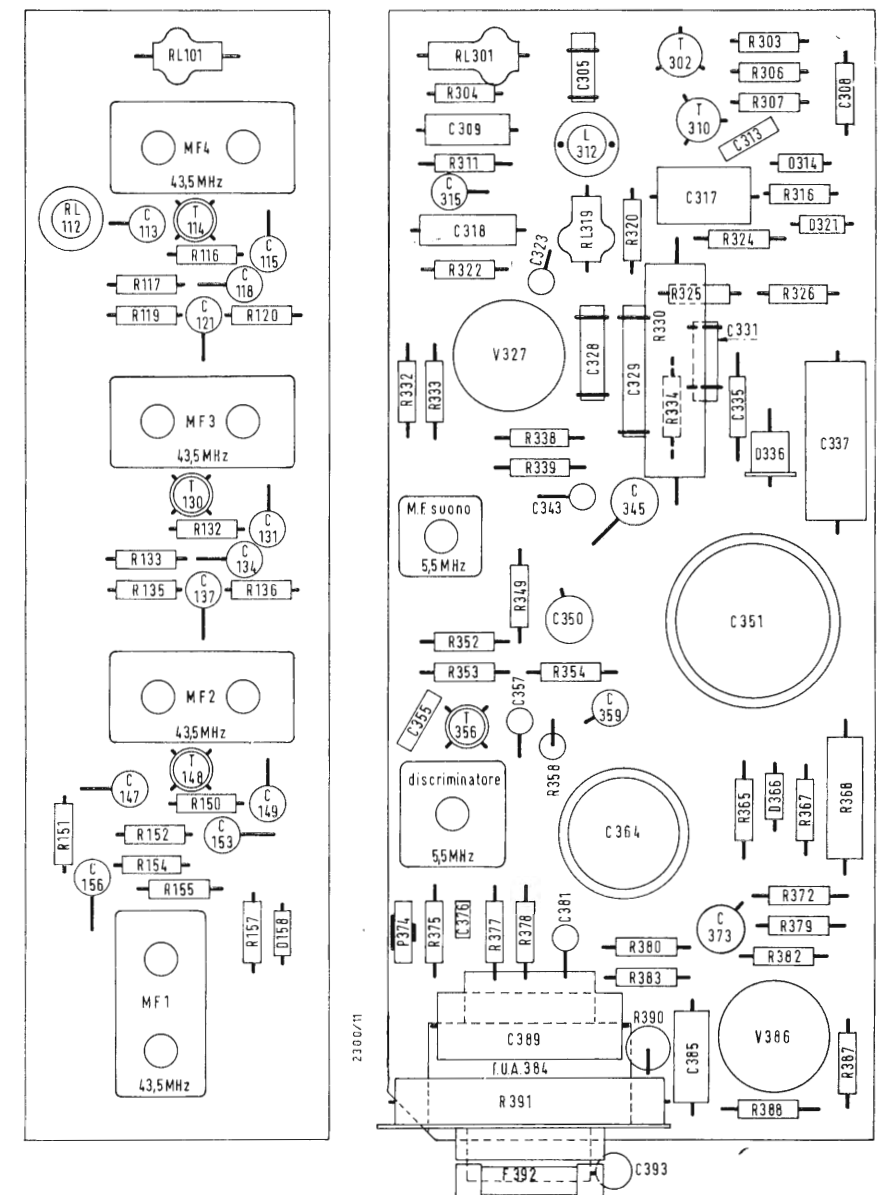



Fig. 10

inviata alla griglia della sezione triodo della valvola V_{478} avente funzioni di tubo a reattanza variabile e controllante la fase dell'oscillatore di riga (sezione pentodo della V_{478}).

La forma d'onda di tale oscillatore va a pilotare la finale di riga V_{464} alla cui placca è collegato il trasformatore di riga EAT. Il dente di sega di corrente generato dalla V_{464} in unione con il diodo booster V_{452} è, dal trasformatore stesso, opportunamente trasferito al giogo di deflessione, allo scopo di ottenere la deflessione orizzontale del pennello elettronico.

La bobina di linearità L_{445} ed il condensatore C_{412}, in serie al giogo, consentono di effettuare le correzioni necessarie onde ottenere la simmetria e la forma esatta del dente di sega.

La valvola finale di riga utilizza nel circuito di griglia un sistema di controllo automatico, mediante la VDR-483, agente in modo che l'ampiezza e l'alta tensione si mantengano nei limiti di corretto funzionamento.

L'alta tensione per l'anodo del cinescopio è ottenuta raddrizzando l'impulso di ritorno, prelevato da un avvolgimento sul trasformatore di riga stesso.

Come raddrizzatore ad alta tensione è impiegata una sbarretta al selenio chiusa in un contenitore isolante.

Dal trasformatore di riga si preleva anche l'impulso di circa 38 Vpp per l'accensione del filamento del cinescopio. Ciò corrisponde alla alimentazione prevista in c.c. di 11 V a 68 mA.

Uno dei capi del filamento è collegato a 200 V onde evitare eccessive differenze di potenziale fra catodo e filamento.

Per la sincronizzazione del circuito di deflessione verticale i segnali di sincronismo vengono integrati da un doppio filtro RC ed inviati, tramite un condensatore di accoppiamento, alla griglia della sezione pentodo della valvola V_{475} impiegata qui in un circuito multivibratore, generante l'opportuno dente di dega per la deflessione verticale, corretto da appositi gruppi RC di reazione.

Un circuito di controreazione, sulla sezione pentodo, e un sistema di controllo con la VDR444 agiscono sulla linearità del dente di sega, realizzando nello stesso tempo la stabilizzazione dell'ampiezza.

A

(A cura dell'ing. A. Nicolich)

dott. ing. Antonio Calegari

Organo elettronico a due tastiere con generatori e divisori a circuiti stampati*

Dopo un primo e breve periodo di ricerche e di sondaggi, la grande ambizione dei fabbricanti di strumenti di musica elettronica è stata l'imitazione nel modo più preciso possibile gli strumenti musicali esistenti. Fu così che costruzioni come l'ondiolina, o la claviolina permettono ad un esecutore, che suona su una tastiera, di ottenere le voci di ogni genere di strumenti. Nel campo della polifonia gli organi elettrici ed elettronici moderni si avvicinano sempre più strettamente all'organo a canne.

Indipendentemente da questi timbri definiti, noti e impiegati da tutti gli autori di musica, è stato possibile creare sonorità nuove e questo campo è ancora interamente aperto agli amatori e ai ricercatori. Il principio generale dell'organo consiste nel sovrapporre diverse serie di suoni sopra uno stesso tasto dell'organo. A parte certi suoni d'ance, una canna d'organo fornisce sempre un suono povero di armoniche. È la sovrapposizione dei suoni in una serie armonica, che caratterizzerà la sonorità piena e maestosa dell'organo a canne. Tutta l'arte dei costruttori d'organo consiste nello scegliere le combinazioni di armoniche e i loro dosaggi in modo da ottenere un equilibrio perfetto su tutta l'estensione della tastiera.

Un organo a canne è caratterizzato dai suoi registri; si chiama registro ogni sonorità distinta, che si può ottenere su tutta l'estensione della tastiera. Un registro rappresenta un suono di uno o di diversi tubi per nota. Il suono è definito dal suo timbro e dalla sua altezza, che è sempre espressa in piedi; il numero di piedi rappresenta la lunghezza del tubo aperto, che dà la nota più bassa del suono in oggetto.

Questi principi e queste denominazioni vengono conservate nella musica elettronica. I metodi di sintesi artificiale dei suoni dell'organo a canne sono svariatissimi; tre grandi principi sono particolarmente tenuti in considerazione nelle realizzazioni industriali.

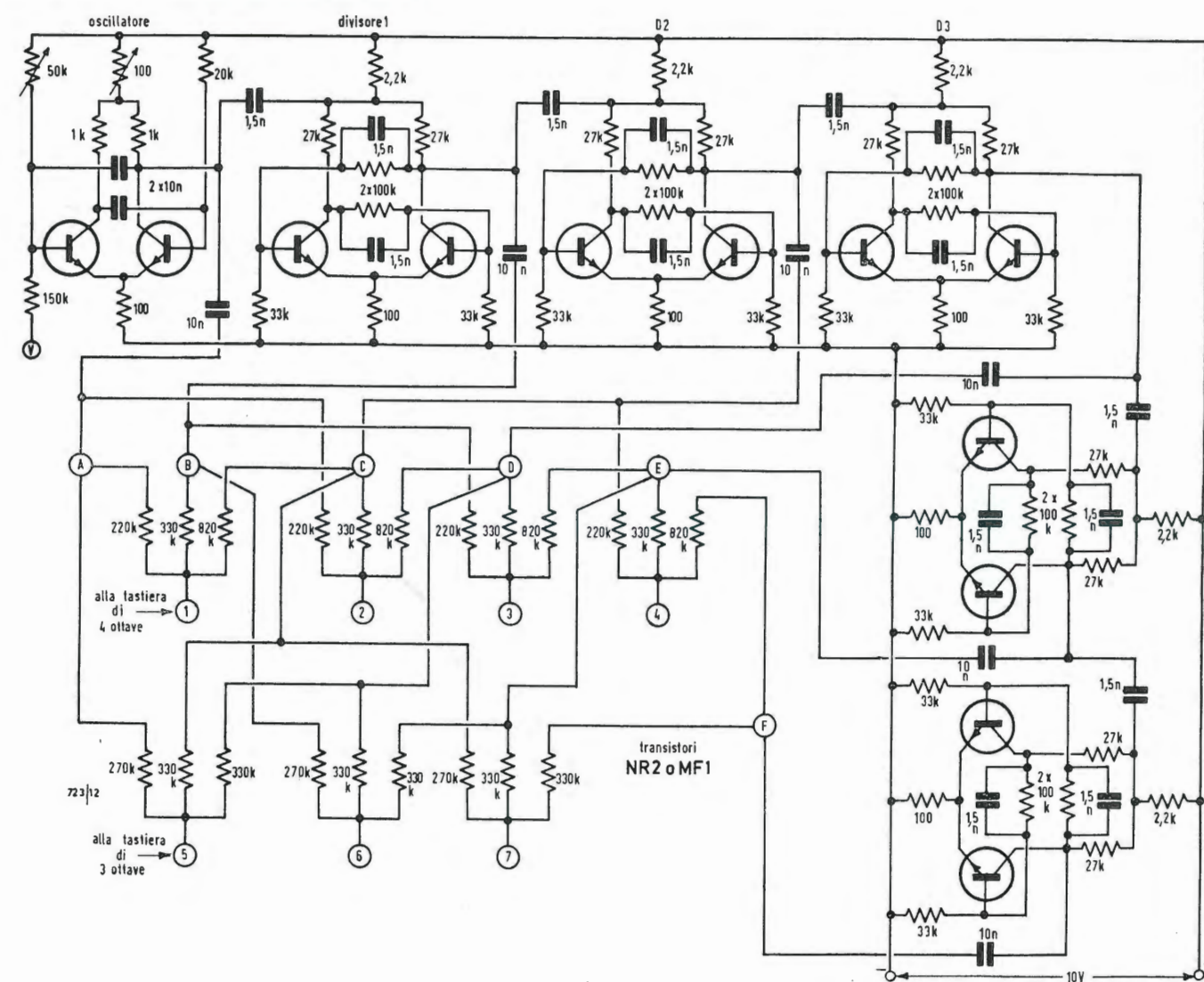
1) *Generazione fotoelettrica.* Dischi girevoli recano una pista di densità ottica variabile. Una cella fotoelettrica legge il segnale, che può rappresentare esattamente la sonorità di un suono dell'organo reale che si vuole imitare.

2) *Generazione elettromagnetica.* Il disco girevole è provvisto di denti a mo' di sega, la froma dei quali definisce il timbro. Una bobina rivelatrice decifra il segnale.

Questi due metodi permettono teoricamente di produrre un segnale copiato fedelmente su un timbro reale. Occorre un disco e un fonorivelatore per ogni suono e per ogni nota, il che conduce ad un insieme costoso e ad una meccanica delicata da costruire.

3) *Generatori puramente elettronici.* Questi sono oscillatori a tubi elettronici o a transistori, che forniscono il segnale, e filtri, che determinano il timbro. È evidentemente possibile sostituire ciascuna canna dell'organo con un generatore, il che conduce certamente ad una soluzione perfetta della riproduzione di uno strumento reale. Ma un organo di media importanza comporta diverse migliaia di canne e il generatore elettronico corrispondente sarebbe della complessità di un moderno calcolatore elettronico. Fortunatamente, si presentano immediatamente alcune semplificazioni. Mentre il timbro di una canna d'organo è semplice, gli oscillatori elettronici possono facilmente produrre suoni complessi. La sintesi ricercata con l'uso di suoni sovrapposti, può facilmente essere fatta con la scelta delle armoniche di un generatore di segnali quadrati o triangolari. Il problema dell'accordo è anche semplificato dall'impiego di divisori di frequenza, che si sincronizzano automaticamente. Qui si descriverà un simile organo elettronico, che realizza con mezzi semplici una sintesi conveniente della sonorità di un piccolo organo a canne.

1. - CARATTERISTICHE ESSENZIALI

Questo complesso, presentato dalla Magnétic France, è interamente contenuto in un contenitore di piccole dimensioni: larghezza 780 mm, profondità 560 mm e altezza sul tavolo 240 mm. Piedi asportabili permettono la trasformazione in console, nel qual caso l'altezza totale è 860 mm. L'esecutore musicale dispone di due tastiere, la superiore di 4 ottave destinata al solista, l'inferiore di sole tre ottave destinata all'accompagnamento.

L'estensione è limitata al do 1 dalla parte sinistra rispetto alle due tastiere, al do 5 per le note più acute del solista, e al do 4 per le note più alte dell'accompagnamento. A destra della tastiera inferiore si trovano due ordini di commutatori a bilanciere, che permettono di modificare il timbro di ogni tastiera e di mettere in funzione il vibrato, o il circuito di riverberazione, essendo incorporata un'unità Hammond tipo 4F.

Un potenziometro a cursore regola il livello sonoro di una tastiera rispetto all'altra. Sul retro del mobile si trovano i morsetti di collegamento alla rete, all'amplificatore, al pedale d'espressione; un interruttore serve a mettere sotto tensione il complesso, che si adatta alle reti di alimentazione 110 V o 220 V per mezzo di un partitore disposto di fianco alla presa di alimentazione.

2 - GENERATORI DI SEGNALI

Lo schema di principio dei generatori di segnali è rappresentato in fig. 1. Un generatore di tipo multivibratore equipaggiato con due transistori MF1-NPN produce l'onda pilota. La regolazione dell'accordo si fa per mezzo di una resistenza regolabile di 50 Ω, che polarizza una delle basi e con una resistenza regolabile di 100 Ω in serie coi carichi di collettore per la regolazione fine. La stabilità di un simile circuito è buona poichè avendo usato transistori come elementi amplificatori, il riscaldamento non è da temere.

Due uscite si prelevano da un collettore, una verso i contatti dell'ottava più

(*) *Le haut-parleur*, dicembre 1966, pagg. 62-67.

Fig. 1 - Schema di principio di uno dei 12 generatori di segnali acustici.

alta della tastiera attraverso resistenze di 220 Ω; l'altra verso il primo divisore. La base di uno dei due transistori è collegata al circuito del vibrato mediante una resistenza di 150 kΩ. Una tensione applicata al punto V ha la proprietà di far variare l'altezza della nota. Applicando a questo punto una tensione lentamente variabile, si ottiene un effetto di vibrato in frequenza.

I divisori sono tutti identici e abbassano ad ogni stadio la nota di un'ottava. Due transistori MF1 sono montati come flip-flop (bascula di Eccles Jordan). Questo circuito è bistabile, il che significa che uno dei due MF1 è conduttivo, quando l'altro è interdetto e viceversa. Un impulso negativo applicato al punto comune dei due collettori inverte questa condizione. Un impulso positivo non provoca commutazione. L'oscillatore pilota genera un'onda quadra. Solo il fronte ripido negativo riesce a cambiare lo stato del circuito bistabile successivo, e il segnale di uscita risultante, sarà esso pure un segnale quadrato, ma di frequenza di ripetizione metà della frequenza pilota. Questo segnale è presente ad uno dei collettori e viene applicato da una parte ai contatti della tastiera mediante una resistenza di 330 kΩ, e dall'altra al divisore successivo.

Il complesso costituito dall'oscillatore pilota e dai cinque divisori fornisce dunque la stessa nota trasportata su sei ottave. Le uscite dei 6 segnali sono distinte con lettere A, B, C, D, E, F in fig. 1. Le cifre da 1 a 4 corrispondono ai contatti della tastiera superiore, mentre le cifre 5, 6, 7 corrispondono ai contatti della tastiera inferiore. I collegamenti fra le uscite e i contatti sono multipli; è a questo punto che si fa il primo dosaggio armonico, l'altro si fa nelle scatole dei timbri.

Per comprendere questo dosaggio dei campi sovrapposti, consideriamo per es. la serie dei do. L'ultima nota a sinistra di ciascuna tastiera è un do di frequenza 64 Hz per un suono di 6 piedi per esempio. Questa frequenza è fornita dal divisore D5 al punto F e conduce ai contatti do della tastiera superiore attraverso una resistenza di 820 kΩ. Il punto 4 dello schema rappresenta questo contatto. A questa nota do 1 si somma, attraverso una resistenza di 330 kΩ, una certa frazione di do 2 proveniente dal punto E, e attraverso una resistenza di 220 kΩ, proveniente dal punto un'altra frazione di do 4. Il solo tasto do della tastiera superiore farà perciò sentire tre suoni sovrapposti di 8 piedi, 4 piedi e 1 piede. La combinazione di questi suoni è fissa per ogni tastiera. Sulla tastiera inferiore, le proporzioni rispettive cambiano, la fondamentale è più forte, ma il dosaggio è costante anche per essa. Questo dosaggio dei suoni fra loro è lo stesso su una ottava, esso varia leggermente quando si sale verso le note alte, l'accoppiamento del campo di 1 piede viene qui sostituito con quello dal campo di 2 piedi.

Il principio applicato è lo stesso di quello degli organi a canne, ma invece di dover usare suoni poveri di armoniche, si dispone di segnali quadrati essi stessi ricchissimi di armoniche alte; i due effetti si sommano per fornire una gradevole sintesi all'orecchio. Il segnale

Fig. 2 - Schema della cellula dei timbri.

Fig. 4 - Schema del complesso di riverberazione.

Fig. 3 - Schema dell'oscillatore del « vibrato ».

quadrato da solo è invero alquanto violento e pochissimo somigliante a un pieno suono d'organo.

Questa possibilità di armonizzare la combinazione di suoni di ciascuna tastiera è di grande interesse per l'amatore, che vuol montare da sè il suo organo partendo da un gruppo di parti staccate, poichè la combinazione, che è proposta in questa costruzione non è che una in mezzo a molte altre, ed è possibile variare all'infinito le sonorità dello strumento secondo l'uso che gli si decreta.

I contatti della tastiera sono costituiti da un insieme di due barrette d'argento parallele alla tastiera, distanziate di qualche mm, saldate su angolari, fra le quali si muovono le lame mobili solidali coi tasti della tastiera. Queste lamine mobili in avorio rivestito di uno strato d'oro sono collegate ai punti da 1 a 7 dei generatori di segnali. La barra di contatto inferiore è collegata a massa, la barra superiore raccoglie i segnali verso la cella dei timbri.

3 - LA CELLA DEI TIMBRI

La fig. 2 rappresenta il complesso dei circuiti di formazione dei vari timbri per ciascuna tastiera.

Uno stadio di entrata equipaggiato con un transistore MF2 amplifica i segnali aventi la loro messa in forma e permette di proteggere i filtri dagli effetti della variazione d'impedenza, che si verifica quando si mette in circuito un grande numero di tasti della tastiera. Il filtro è di tipo a T by-passato. Il ramo centrale fuga a massa le frequenze alte quando si inseriscono in circuito condensatori di diversi valori, e consente di rinforzare notevolmente le frequenze di risonanza quando si inserisce in circuito anche l'induttanza, il che produce una colorazione caratteristica. Il ponte costituito dalla capacità 47 pF arricchisce il timbro di armoniche superiori. Si noti che una cella di filtri elettrici non consente la sintesi armonica menzionata più sopra, ma permette solo una colorazione più o meno grande di sonorità, poichè un filtro che elimina questa o quell'armonica sarebbe valido per una nota sola e in nessun altro caso su tutta l'estensione della tastiera.

Le celle dei timbri delle due tastiere sono notevolmente simili, salvo alcuni condensatori. Le uscite fanno capo a un potenziometro a scorrevole doppio montato equilibrato e che permette di bilanciare la melodia con l'accompagnamento o di accentuare l'una rispetto all'altro. Uno stadio amplificatore compensa la perdita di intensità provocata dei circuiti, che precedono. La regolazione dell'espressione si effettua con un potenziometro collegato all'uscita dell'apparecchio.

4. - L'OSCILLATORE DI VIBRATO

L'oscillatore a frequenza bassissima, che genera il segnale di comando del vibrato è rappresentato in fig. 3. Tre cellule sfasatrici associate ad un transistore ad alto guadagno, sono sufficienti a generare un'onda sinusoidale, la cui frequenza può essere regolata su due valori scelti in precedenza con la regolazione delle resistenze regolabili di 50 kΩ. L'uscita è connessa al punto V degli oscillatori piloti sopra esaminati.

5. - L'UNITÀ DI RIVERBERAZIONE (vedi fig. 4)

Nel mobile dell'organo è contenuta una unità di riverberazione Hammond. Il modello adottato è il 4F, che presenta un tempo di riverberazione abbastanza lungo conveniente alla musica organistica. Occorre un amplificatore di potenza (0,5 W) per l'eccitazione della molla riverebrante. A questo scopo, due transistori montati in circuito amplificatore a simmetria complementare vengono qui impiegati. Lo stadio pilota è

Fig. 5 - Schema dell'alimentatore regolato.

equipaggiato con un AC128 e i preamplificatori di entrata e di uscita adattano i livelli e le impedenze per mezzo dei transistori MF2 ad alto guadagno.

6. - ALIMENTATORE DELLA RETE

L'alimentatore generale rappresentato in fig. 5 è stabilizzato con un diodo Zener e un transistore ballast. La tensione di alimentazione dei generatori è perciò completamente indipendente dalle variazioni di rete e la stabilità dell'accordo aumenta notevolmente.

7. - COSTRUZIONE

Grazie all'uso di circuiti stampati e di un gruppo meccanico facile da montare, la realizzazione del circuito che si descrive qui sotto è alla portata dell'amatore e non richiede conoscenze speciali. Le due tastiere sono fornite complete dei loro contatti. Su ciascun tasto è avvitata una piccola lamella ed è collegata con un filo molto flessibile ad una barretta ausiliaria, che riunisce tutti i fili provenienti dai contatti mobili. Le due barre collettrici di ciascuna tastiera sono pure montate e regolate. Le tastiere sono installate nel contenitore e la sola regolazione che si potrà effettuare sarà quella dell'allineamento dei tasti della tastiera, per mezzo di feltri più o meno spessi.

Tutto il lavoro da fare sta al disotto delle tastiere; si disporrà il mobile capovolto sopra un supporto fisso, fino a che il montaggio sia completamente finito. Una piastra dei generatori di note, a circuiti stampati, è fornita premontata (fig. 6). Basterà copiare questo modello a 11 esemplari sui circuiti identici. Si faccia attenzione al senso di montaggio dei transistori. Per collegare gli elementi sulla piastra, si devono montare uno ad uno eseguendo le saldature ogni volta.

Non bisogna assolutamente tentare di disporre tutti i componenti insieme fissandoli intrecciando i fili di uscita prima di saldare. Non si potrebbero più fare riparazioni senza danneggiare i circuiti.

Il pezzo che si vuol fissare deve invece poter essere tolto liberamente prima di saldare. Non stagnare il pettine di uscita sul quale verrà a fissarsi il connettore mobile. Una volta che tutte le piastre siano state cablate, verificarle completamente prima del loro fissaggio. La fig. 6 mostra la disposizione di tutti i componenti sulla faccia superiore di una delle piastre.

Si faranno poi i collegamenti nella scatola dei timbri, dei quali il disegno di montaggio è dato in fig. 7. Tutti i collegamenti che escono dalla basetta rettangolare non devono essere piazzati che al momento dell'installazione del telaio nella scatola. Si potranno montare i vari componenti serrandoli nei connettori degli inversori come nei cablaggi elettrici, ma è preferibile saldarli direttamente prendendo cura di fare rapidamente l'operazione per non rovinare i corpi in plastica degli invertitori. La basetta ausiliaria rappresentata in figura 8 deve essere cablata prima di essere installata. Si comincerà perciò a posizionare tutti gli elementi interni alla basetta ausiliaria di 35 mm senza effettuare i collegamenti rappresentati nella metà inferiore della figura. I condensatori chimici devono essere convenientemente orientati, il tratto spesso interno al disegno di un tale condensatore rappresenta il + o il lato rosso del condensatore; il riferimento si fa sul primo condensatore a sinistra del disegno. I componenti non devono essere fatti aderire alla basetta ausiliaria; si deve lasciare uno spazio di 1 o 2 mm; la filatura deve essere ben fatta e ben aereata, senza collegamenti troppo lunghi, la messa a punto ne sarà così facilitata. I transistori devono essere saldati lasciando 1 cm di fili di uscita. Il piccolo contrassegno di riferimento rappresenta l'emettitore dei transistori MF2.

I collegamenti dell'altra faccia di que-

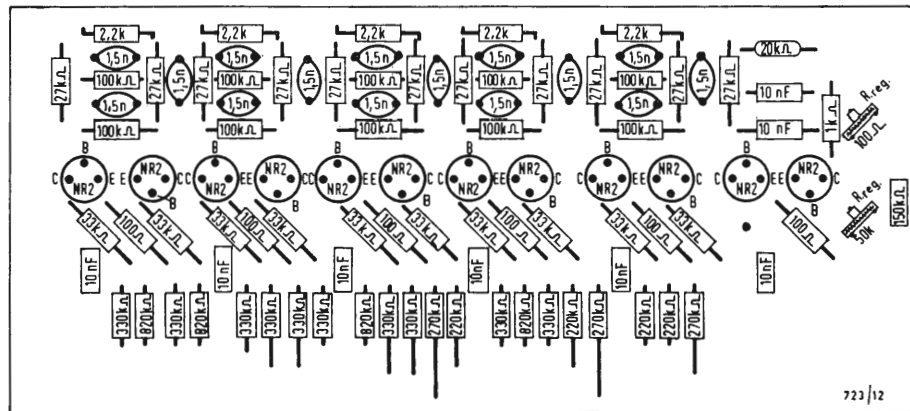



Fig. 6 - Montaggio della parte superiore di uno dei 12 generatori di segnali costruiti su basette a circuiti stampati. Ciascuna basetta è fissata perpendicolarmente a un circuito stampato principale; spinette di trattenuta assicurano la sua alimentazione.

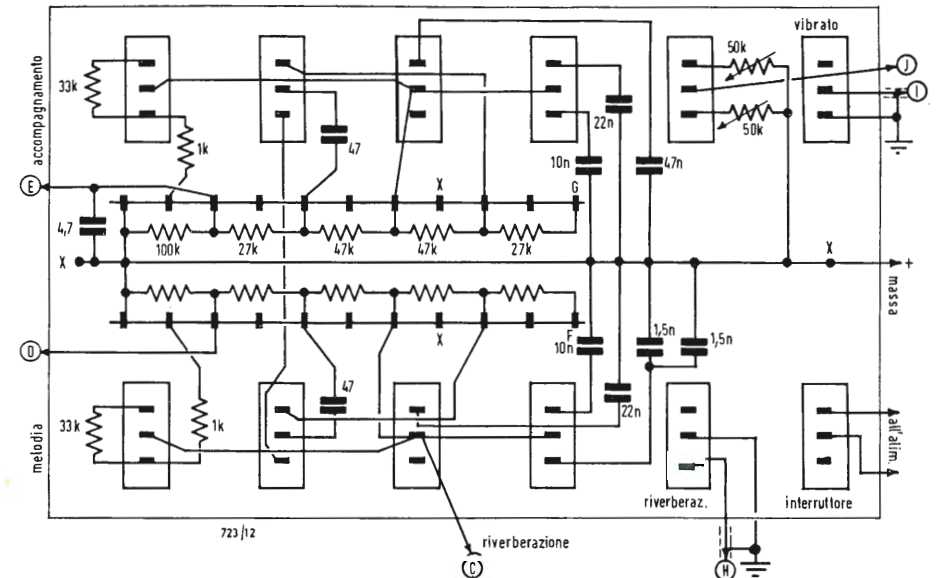



Fig. 7 - Montaggio della scatola dei timbri. I commutatori di comando sono visti dal disotto.

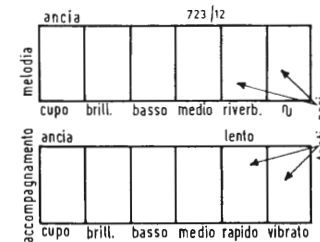



Fig. 7 bis - Commutatori di comando della scatola dei timbri.

sta basetta ausiliaria sono rappresentati in fig. 9; far corrispondere le lettere di riferimento dopo aver rovesciato la basetta. Questo elemento cablato e verificato potrà essere montato e collegato alla cella dei timbri. Disporre la barretta ausiliaria nella scatola telaio dalla parte destra sulla tavoletta al disotto dell'alloggiamento della scatola dei timbri. La fig. 8 non rappresenta le disposizioni relative dei componenti, ma solo i collegamenti da effettuare. La basetta ausiliaria di 35 mm deve essere parallela alla squadra di fissaggio delle barre dei contatti della tastiera 4 ottave, le lettere A e B devono essere orientate verso la scatola dei timbri. Effettuare i collegamenti con la scatola dei timbri facendo corrispondere le lettere G, F, C, D, E.

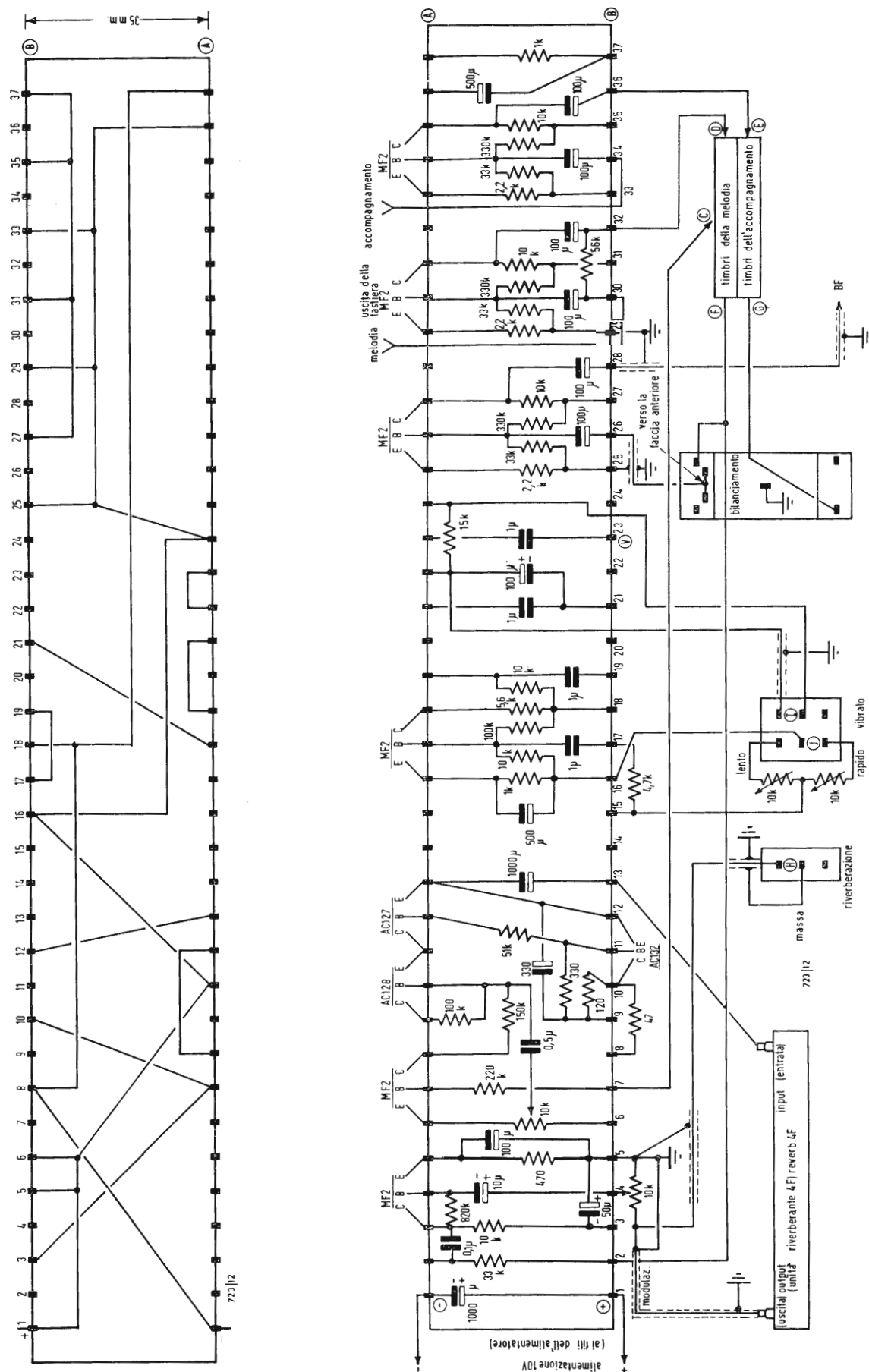
La camera di riverberazione 4F deve essere installata fra due angolari, che portano i contatti della tastiera 3 ottave, verso il bordo della scatola. Le due piccole prese RCA devono essere prima saldate, poi messe in posto servendosi dei riferimenti « input » (= entrata) e « output » (= uscita) della camera di riverberazione.

L'alimentatore stabilizzato comprende un trasformatore, che deve essere fissato direttamente all'interno della scatola con squadrette infilate sulle viti di trattenuta delle lamiere, un AD149 montato su radiatore ed una basetta ausiliaria di 35 mm troncata a 8 capofili, che porta la parte essenziale del circuito. La rappresentazione è data in fig. 10. I diodi devono essere disposti secondo la freccetta di riferimento disegnata sul loro corpo e la cui punta rappresenta il + dello schema. I componenti trasformatore, radiatore e basetta sono rappresentati nelle loro posizioni relative, che dovranno essere realizzate in sede di montaggio. L'alimentatore trova posto vicino alla squadra di fissaggio dei contatti della tastiera 4 ottave, il trasformatore verso il fondo del contenitore e il gruppo radiatore-basetta verso la camera riverberante.

La grande piastra del circuito stampato riceve i pernetti di fissaggio dei circuiti generatori. Quando essa sarà interamente equipaggiata, questa grande piastra verrà fissata sulla tavoletta, che forma il telaio di montaggio al centro della cassa. Poi si collegheranno le linee di alimentazione.

Si introdurranno poi i 12 circuiti stampati senza deteriorarli, sostituendo eventualmente gli spinotti di sostegno, che fossero sconvenientemente disposti. La basetta fornita già cablata è regolata per dare il *la*; rispettare la sua posizione. Le basettine rettangolari ricevono ciascuna 7 spine di contatto e devono essere piazzate sui circuiti oscillatori, come indica la fig. 11. Si procederà poi al cablaggio dei conduttori di collegamento con le tastiere procedendo passo-passo e rispettando scrupolosamente i riferimenti di fig. 11. Si avrà interesse a seguire l'ordine dei numeri per la filatura, ogni gruppo di 6 fili deve essere fasciato in modo conveniente per evitare una confusione totale in caso di errore. Si completerà il montaggio collegando le entrate e le uscite del telaietto posteriore al resto del montaggio.

8. - POSA IN OPERA - PROVE - REGOLAZIONI

La tensione stabilizzata all'uscita dell'alimentatore deve essere 10 V. Questa

Figg. 8 e 9 - Montaggio delle due facce della basetta ausiliaria a 2 × 37 capofili comprendente i transistori della scatola dei timbri, dell'oscillatore di vibrato e dell'amplificatore di riverberazione.

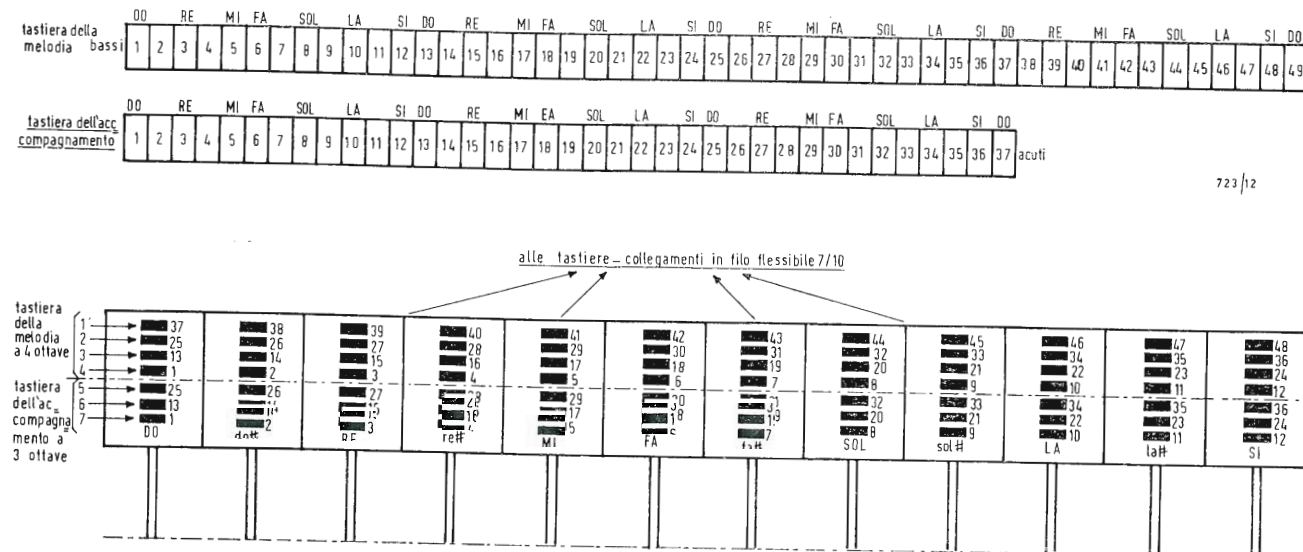



Fig. 11 - Disposizione dei connettori a 7 spinotti dei 12 circuiti stampati dei generatori di segnali e collegamenti alla tastiera.

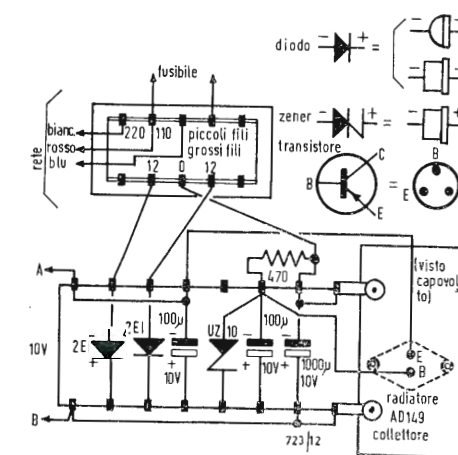



Fig. 10 - Montaggio dell'alimentatore dalla rete.

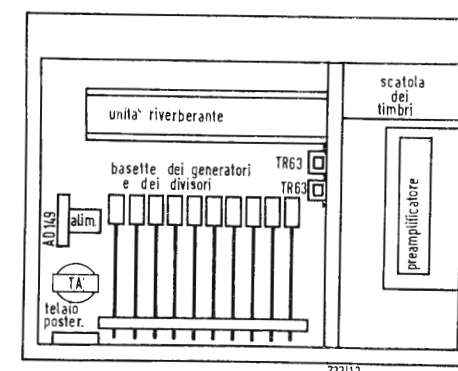



Fig. 12 - Disposizione generale dei componenti all'interno del contenitore. Sono qui rappresentate 10 delle 12 basette, coi loro connettori.

tensione è caratteristica del diodo Zener e non può essere regolata.

Collegare l'organo ad un amplificatore di sensibilità compresa fra 0,1V e 1 V. Ciascun tasto deve riprodurre un suono di un'altezza qualsiasi. La basetta fornita cablata è regolata sul *la*. Senza modificare l'accordo di questa basetta, dopo aver ritrovato le altre 11 come indicato in fig. 11, effettuare la regolazione seguendo la scala in modo da ricadere sul *la* così come è regolato.

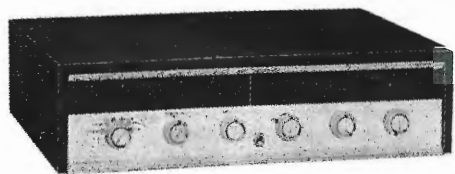
Fatta questa regolazione, si deve poter eseguire una scala in salita sull'ultima ottava della tastiera superiore. I suoni devono presentare lo stesso timbro. Se una nota presenta un timbro più acuto, si devono imputare i primi divisori. Una volta che l'ottava superiore sia stata completamente messa in funzione, verificare il funzionamento dei divisori discendendo le scale di ottava in ottava.

Il ritrovamento di uno stadio difettoso è reso delicato a motivo della miscela di 3 suoni provenienti da 3 diversi divisori su ciascun tasto. In caso di difficoltà si fabbricherà una punta di tasto collegando un filo all'uscita di bassa frequenza; all'estremo di questo filo si metterà un condensatore, che isolerà la polarizzazione continua. Toccando direttamente il contenitore dei transistori si deve sentire la nota corrispondente allo stadio. Se due divisori successivi danno la stessa nota, il secondo è guasto. In tal caso bisogna cambiare i due transistori, poi, quando il funzionamento è ristabilito, rimettere uno dei transistori precedenti, poi l'altro. Come regola generale, si trova che uno solo dei due transistori è difettoso, quando un divisore è guasto. Quando tutto il complesso sia stato verificato, si procederà all'accordo esatto dello strumento. Si userà a questo scopo, il metodo dei battimenti.

Due regolazioni permettono di modificare l'altezza della nota. Si disponga la resistenza regolabile di 100 Ω al centro della sua corsa; si regoli poi la resistenza di 50 kΩ; per ottenere l'accordo preciso si agisca sulla resistenza di 100 Ω. Suonare l'accordo La-Re sull'ultima ottava della tastiera. Regolando la resistenza di 50 kΩ della basetta del Re, si deve ottenere in una certa posizione un battimento nullo. Ritrovare poi sul Re suonato da solo, il senso di rotazione di 100 Ω, che fa salire la nota e ritornare al battimento zero. A partire da questa posizione, suonando l'accordo La-Re, girare la regolazione della resistenza di 100 Ω in senso crescente fino a ottenere un battimento di 60 bit per minuto circa. Operare in seguito allo stesso modo, senza ritoccare il Re, con l'accordo Sol-Re. La regolazione di tutta l'ottava deve essere fatta nel seguente ordine: La-Re, Re-Sol, Sol-Do, Do-Fa, Fa-La diesis, La diesis-Re diesis, Re diesis-Sol diesis, Sol diesis-Do diesis, Do diesis-Fa diesis, Fa diesis-Si, Si-Mi, Mi-La. L'ultimo accordo Mi-La deve cadere al battimento 60 senza ritoccare il La. Altrimenti, saltare il La e ricominciare la regolazione da un capo all'altro. Diversi passaggi sono necessari per ottenere un accordo ben fatto. Provare i vari timbri, il vibrato e la riverberazione. La regolazione dell'equilibrio deve aumentare il livello della tastiera verso la quale si preme il bottone.

A

dott. ing. **Antonio Canton**

Ricevitore MF stereo a transistori mod. AR-14E Heathkit

Ricevitore MF stereo economico a transistori, Heathkit, mod. AR-14E.

In fig. 1 è rappresentato lo schema del ricevitore economico MF stereo mod. AR-14E della HEATHKIT tedesca (Heathkit-Geräte GmbH, 6079 Sprendlingen bei Frankfurt; Robert-Bosch-Strasse Nr. 32-38) e reperibile presso la LARIR International S.p.A. (Milano, vl. Premuda 38 A), alla cui cortesia dobbiamo le informazioni qui riportate.

Il mod. AR-14E rientra nell'ambito dell'alta fedeltà per la sua potenza di uscita (2×10 Weff, equivalenti a 2×15 W musicali misurati secondo la norma dell'Institute of High Fidelity, IHF) con distorsione di intermodulazione minore dell'1 % fino a 12 W, misurata con 60 Hz e 6 kHz mescolati nel rapporto 4 : 1 (v. fig. 2); per la sua estesa gamma di audiofrequenza riprodotta (da 20 Hz a 15 kHz entro —3 dB con entrata in antenna) (v. fig. 3), e per la sua bassa distorsione armonica minore dell'1 % da 20 Hz a 20 kHz (v. fig. 4).

Lo schema è alquanto convenzionale, ma assicura le eccezionali prestazioni sottoelencate.

Il gruppo dei circuiti MF multiplex comprende:

L'unità di accordo MF. Antenna 300 Ω simmetrici. Stadio preamplificatore RF Q_1 con base comune. Mescolatore Q_2. Oscillatore locale tipo Hartley, il cui segnale viene accoppiato all'emettitore del mescolatore, il cui carico di collettore è il 1° trasformatore (T_1) a FI. Diodo di CAF D1. L'accordo dei circuiti di sintonia è a capacità variabile; l'amplificatore FI a 4 stadi (Q_4, Q_5, Q_6, Q_7) accoppiati a filtro di banda, con trasformatori (T_2, T_3, T_4, T_5) biaccordati; il discriminatore a rapporto costituito dal trasformatore T_6 e dai due diodi D_3 e D_4; lo stadio amplificatore audio Q_8 multiplex montato in circuito con emettitore comune; lo stadio amplificatore dei 19 kHz, e trasferitore di emettitore Q_9; l'oscillatore Q_{10} generatore della subportante a 38 kHz; i rivelatori di commutazione Q_{11} e Q_{12}, dalle uscite dei quali, attraverso i filtri P.E.C. si ricavano i segnali demodulati dei canali sinistro e destro, per l'alimentazione degli amplificatori rispettivi di audio frequenza; i due stadi amplificatori Q_{13} e Q_{14} dell'indicatore stereo e l'indicatore stereo stesso a lampadina; il circuito regolatore di fase (in unione col potenziometro R43) corto circuitato in condizioni normali e inserito in circuito mediante commutatore a 2 posizioni, durante l'operazione di regolazione della fase.

Il gruppo dei circuiti amplificatori di audio frequenza comprende:

il commutatore di funzioni a 6 posizioni (fono mono, fono stereo, ausiliario mono, ausiliario stereo, MF mono, MF stereo; per entrate ausiliarie si intendono quelle alle quali può essere applicata una sorgente di programma come microfono mono o stereo, nastro magnetico mono o stereo, suono da TV ecc.); per ciascun canale si trovano i seguenti stadi contrassegnati con numeri dispari per il canale sinistro e con numeri pari per il canale destro.

1° stadio preamplificatore Q_1 2N3391 per il canale sinistro (Q_2 per il canale destro) con emettitore comune. 2° stadio Q_3 (Q_4) e 3° stadio Q_5 (Q_6) preamplificatore di bassa frequenza; 1° stadio prepilota Q_7 (Q_8). 2° stadio prepilota Q_9 (Q_{10}) 2N3416. Stadio pilota Q_{11} (Q_{12}) 2N3053 in circuito con emettitore comune. Stadi di uscita a simmetria complementare Q_{13} (Q_{14}) TA2577A e Q_{15} (Q_{16}) 2N2148, dai carichi di collettore dei quali si ricavano i segnali di uscita, che alimentano direttamente gli altoparlanti con impedenza compresa fra 4 e 16 Ω. Diodi di riferimento D_{101} (D_{102}) 1N3754. Gli amplificatori di bassa frequenza sono provvisti dei regolatori di volume sonoro (fra gli stadi Q_3 e Q_5, rispettivamente Q_4 e Q_6) e dei regolatori di tono acuti e gravi tipo Baxandall opportunamente modificato per l'adattamento ai circuiti a transistori (i regolatori di volume sono concentrici e abbinati); delle uscite per magnetofono (mono, o stereo); della presa a innesto per cuffia.

L'alimentatore unico per i 2 canali e tutto il ricevitore comprende:

l'interruttore di rete; due prese della tensione di rete (una prima e una dopo l'interruttore) per servizi ausiliari come l'alimentazione di un giradischi, di un magnetofono, dell'amplificatore per una chitarra elettrica, ecc.; 1 fusibile 1A a fusione ritardata; il trasformatore T_0 di alimentazione; il raddrizzatore a ponte a 4 diodi tipi F_1 o equivalenti; il filtro a RC dal quale si ricavano le alimentazioni A, B, C, D; il filtro elettronico costituito dal transistore Q_{100} di tipo 2N2712 e dai componenti RC associati, dal quale si prelevano le alimentazioni E ed F; le varie uscite dell'alimentatore vengono utilizzate per i diversi stadi, come indicato nello schema.

Fig. 2 - Distorsione di intermodulazione (60 Hz e 60 kHz nel rapporto 4 : 1).

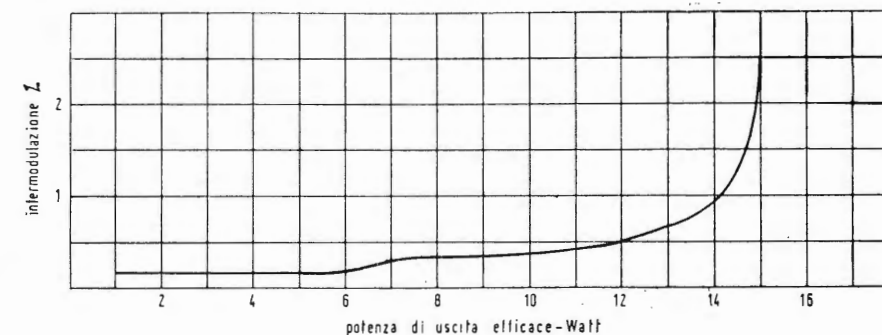



Fig. 3 - Risposta in frequenza a 1 W di uscita.

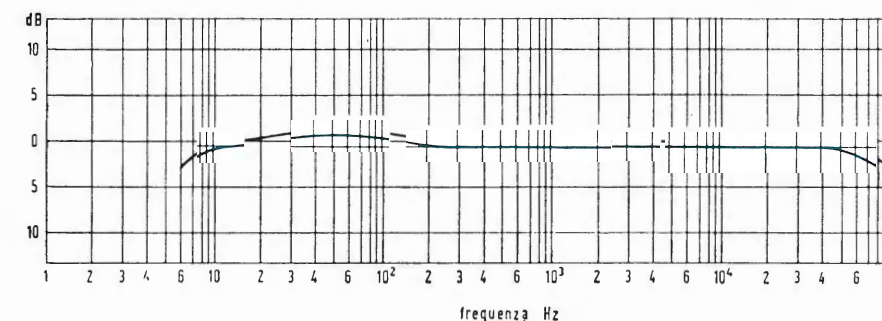



Fig. 4 - Distorsione armonica a 1 W e a 10 W di uscita.

I transistori riportati nello schema di fig. 1 possono in generale essere sostituiti con altri equivalenti.

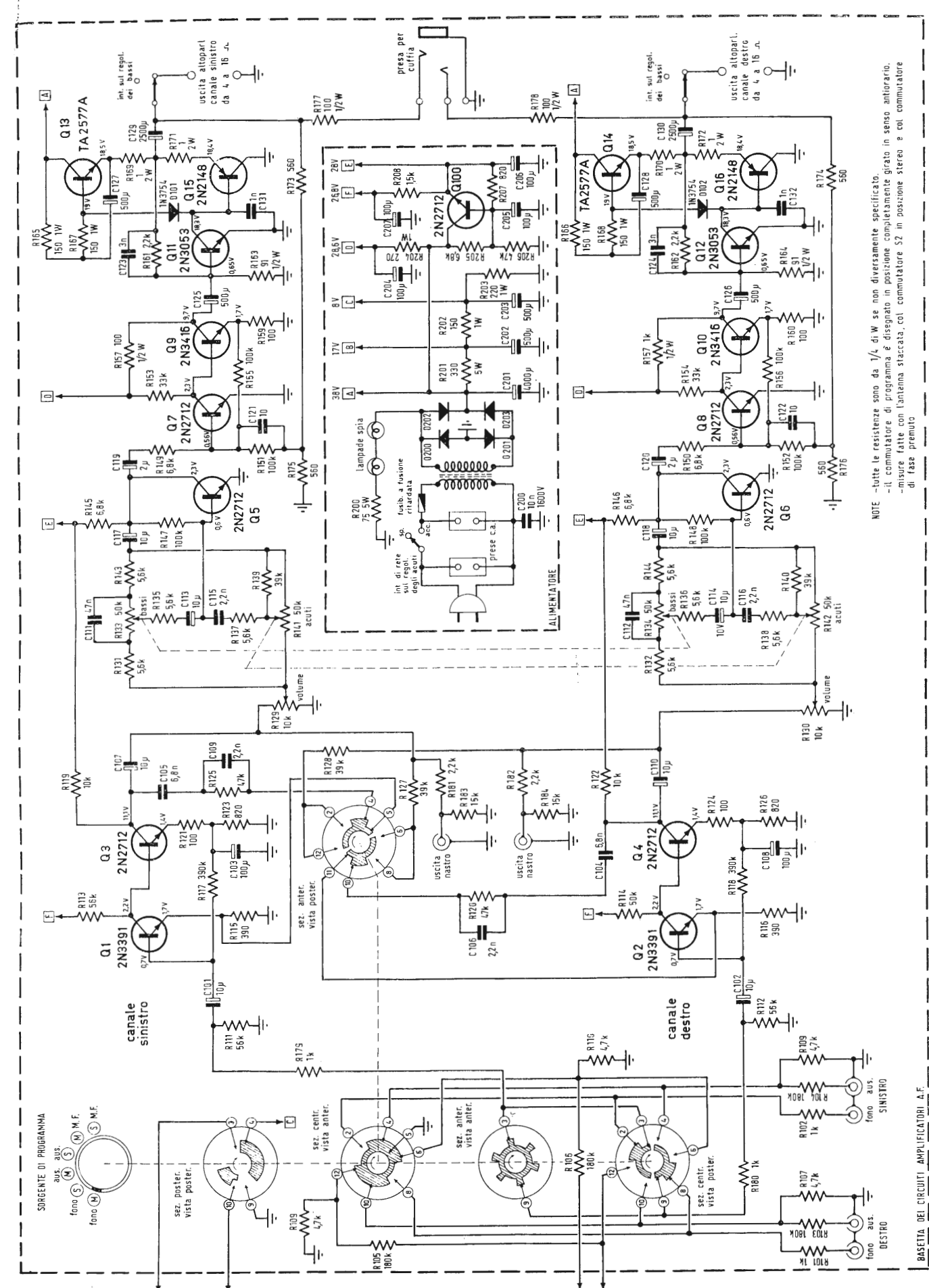
Riportiamo qui di seguito le caratteristiche del ricevitore mod. AR-14E.

1. - CARATTERISTICHE

1.1. - Sezione MF

Campo di ricezione: 88 ÷ 108 MHz; impedenza di entrata di antenna: 300 Ω bilanciati; sensibilità: 5 μV*; frequenza intermedia (FI): 10,7 MHz; ronzio e rumorosità: —50 dB riferiti a 1 W; risposta in audiofrequenza in monofonia da 0 a — 3 dB, da 20 Hz a 15 kHz; distorsione armonica: minore dell'1 %*; rapporto d'immagine: — 45 dB*; rapporto di captazione: 3 dB*; correzione del CAF: 150 kHz per volt; soppressione della modulazione di ampiezza: — 35 dB*; reiezione FI: — 80 dB*; separazione tra i canali: 30 dB a 1 kHz.

1.2. - Sezione amplificatrice di audiofrequenza

Potenza di uscita continua: 10 Weff per canale; potenza di uscita musicale: 15 W per canale*; impedenza di uscita degli altoparlanti: da 4 a 16 Ω; impedenza di uscita per registratore a nastro: 3,5 kΩ; fattore di smorzamento: 50 o maggiore; ronzio e ruomrosità: in fono — 60 dB riferiti a 10 mV, con entrata in corto circuito; Risposta in frequenza (1 W di uscita) :da 12 Hz a 60 kHz entro ± 1 dB (v. fig. 3); risposta in frequenza a 10 W di potenza di uscita: da 15 Hz a 50 kHz entro ± 1 dB, da 7 Hz a 90 kHz entro ± 3 dB; sensibilità di entrata: fono 4,5 mV, ausiliare 300 mV; impedenza di entrata: fono 47 kΩ, ausiliare 180 kΩ; separazione dei canali: 45 dB o maggiore; distorsione armonica totale (a potenza massima nominale di uscita): minore dell'1 % da 20 Hz a 20 kHz (v. fig. 4); distorsione di intermodulazione (a potenza massima nominale di uscita): minore dell'1 %, con 60 Hz e 60 kHz mescolati nel rapporto 4 : 1 (v. fig. 2); Equalizzazione fono RIAA (Recording Industry Association of America).

N B. - I valori contrassegnati con l'asterisco * sono stati misurati secondo le norme standard IHF.

1.3. - Comandi sul pannello frontale

Commutatore di funzioni a 6 posizioni (fono mono, fono stereo, ausiliare mono, ausiliare stereo, MF mono, MF stereo); controllo di volume: doppio concentrico; controllo dei toni bassi: attenuazione — 16 dB ed esaltazione + 15 dB a 20 Hz (sul retro del regolatore dei bassi si trova il commutatore per la disposizione in controfase degli altoparlanti); controllo dei toni acuti: attenuazione — 13 dB ed esaltazione + 15 dB a 20 kHz; presa a innesto fono di tipo stereo a 3 conduttori.

1.4. - Componenti sul pannello posteriore

Fusibile: 1 A a fusione ritardata; prese di alimentazione dalla rete: una dopo l'interruttore, 117 V c.a., 285 W, una prima dell'interruttore, 117 V c.a., 350 W; terminali degli altoparlanti: altoparlante destro, altoparlante sinistro; zoccoli di entrate sinistre: fono, ausiliare (Aux.); zoccoli di entrate destre: fono, ausiliare (Aux.); zoccoli di uscita per registratore a nastro: canale sinistro, canale destro.

1.5. - Alimentazione

110 ÷ 220 V c.a., 50 ÷ 60 Hz; 32 W a vuoto; 65 W a piena potenza di uscita (senza carico alle prese di rete ausiliarie).
Posizione di lavoro: orizzontale o verticale. Spazio occorrente per l'installazione: finestra 38 cm × 9 cm; profondità 29 cm misurati dal piano di montaggio frontale. *Mobile*: in legno cat. AE-55 oppure in metallo cat. AE-65 fornibile separatamente. *Dimensioni totali*: larghezza 39 cm × altezza 10 cm × profondità 20 cm. *Peso netto*: 6,4 kg. *A*

Il Dinotester, un nuovo analizzatore della Chinaglia

Il *DINOTESTER* è un analizzatore elettronico brevettato di concezione completamente nuova che racchiude le prestazioni di un tester e di un voltmetro elettronico in una custodia di tipo tascabile.

Il prezzo, altamente competitivo, è nettamente inferiore ad altri modelli paragonabili esistenti sul mercato. Le prestazioni veramente eccezionali, la realizzazione a stato solido su piastra a circuito stampato, il formato ridotto a dimensioni tascabili, l'alimentazione autonoma e la grande autonomia di funzionamento fanno di questo modello un analizzatore di avanguardia ed una novità assoluta in campo mondiale.

Il Circuito voltmetrico in corrente continua ha una sensibilità di 200 kΩ/V e presenta quindi sulle varie portate una resistenza interna molto elevata, tale da poter sostituire, nella maggioranza dei casi, il voltmetro elettronico.

Il Circuito ohmetrico è dimensionato per la misura di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ in 6 portate con scala ad andamento logaritmico. *Il Voltmetro in corrente continua* e *l'Ohmetro* funzionano elettronicamente mediante un transistore ad effetto di campo che, per questo genere di applicazione, sostituisce vantaggiosamente il tubo elettronico.

Particolarità molto importante è *il basso consumo dell'insieme* che è di circa 800 μA. *Il circuito voltmetrico in corrente alternata* impiega 4 diodi al germanio collegati a ponte. Si è così ottenuta una sensibilità di 20 KΩ/V ed un campo di frequenza lineare da 20 Hz a 20 kHz. Le misure di capacità si effettuano con il metodo balistico ed il campo di misura si estende da 1000 pF a 5 Farad. Lo strumento è dotato di un ampio quadrante a specchio ed il transistore ad effetto di campo dà eventuali sovraccarichi per errate inserzioni anche nel caso di inversione di polarità.

Con particolare cura è stata seguita la scelta dei *componenti*, tutti di prima qualità: *contatti* Ediswan in bronzo fosforoso - *Transistore* ad effetto di campo originale americano - *Diodi* Philips della serie professionale - *Resistenze* a strato di precisione ± 1% Rosenthal.

L'apparecchio che può servire per 46 portate effettive, è stato progettato con un commutatore rotante di misura di tipo professionale, prevedendo per le portate, boccole a elevata superficie di contatto che garantiscono un perfetto funzionamento.

Lo strumento CL. 1,5 40 μA - 2500/Ohm del tipo a bobina mobile e magnete permanente, è racchiuso in una calotta di elegante disegno, in metacrilato « Cristallo gran luce » mentre il pannello è realizzato in urea, materiale che resiste alle graffiature e mantiene la primaria lucentezza.

0862 – ***Sig. Romini Edgardo – Ravenna.***

D. Ho intenzione di realizzare un preamplificatore mono, ricavandolo da alcuni schemi apparsi su *l'antenna*, e un amplificatore di potenza.
Lo schema base è quello descritto a pag. 267 fig. 16 del n. 9-1960 di Alta Fedeltà (che chiamerò schema I) al quale vorrei aggiungere all'uscita della 2ª EF86 quella parte di preamplificatore, descritto a pag. 12 del n. 1-1960 di *alta fedeltà* (che chiamerò schema II) che va dall'uscita di V_2 in poi compresi i filtri passa alto e passa basso.
Realizzerei così il doppio controllo di tono come è descritto anche a pag. 44 del n. 2/1959 di *alta fedeltà* e nello stesso tempo disporrei di un filtro passa alto e passa basso.
Inoltre:
1) come si possono conciliare le due differenti tensioni anodiche degli schemi I e II, una di + 400 V e l'altra di + 300 V?
2) è bene alimentare tutto il complesso preamplificatore con A. T. stabilizzata e filamenti in continua?
3) l'impedenza del filtro passa basso del preamplificatore II è di 1,2 H o di 1,2 mH, e quali sono i dati per la sua costruzione?
4) gli schemi che ho preso in considerazione sono entrambi esatti o contengono errori di collegamento e di valori dei componenti?
Ho preso in considerazione l'amplificatore AP30 descritto su *alta fedeltà* n. 12/1959 pag. 322 e l'amplificatore da 20 W descritto su *l'antenna* n. 2/1964 pag. 92; questi sono i quesiti:
1) quale è il wattaggio di tutte le resistenze impiegate sia nell'amplificatore AP30 sia in quello di 20 W?
2) il trasformatore di uscita PK15099 può essere impiegato per l'amplificatore AP30?
3) qual è il valore approssimativo (prima di procedere ad una regolazione esatta) di R_{16}, R_{17}, R_{18} dell'amplificatore da 20 W?
4) qual è l'amperaggio dei secondari del trasformatore di alimentazione dell'amplificatore da 20 W?
5) qual è il valore esatto della resistenza di griglia della EF86 dell'amplificatore AP30?
6) quali sono i dati dell'impedenza di livellamento dell'amplificatore AP30, si potrebbe usare un'impedenza Geloso?
7) quale dei due amplificatori consigliereste di realizzare?
8) è necessario l'espansore di volume?

R. La combinazione da Lei proposta è fattibile. L'aggiunta degli stadi dello schema II porterà ad un'esuberanza di amplificazione che si potrà compensare con controllo di volume.
Circa l'espansore di volume lo riteniamo superfluo, perchè ormai da vari anni le tecniche di registrazione dischi acconsentono dinamiche di 60 dB, corrispondenti ai pianissimi ed ai fortissimi di un'orchestra. L'espansore compressore era in voga circa 30 anni fa. Attualmente ben pochi complessi di alta fedeltà sono provvisti di espansore-compressore, nei quali casi la presenza di questo circuito ha più scopo pubblicitario che funzionale; inoltre esso comporta difficoltà specialmente con altoparlanti di grande diametro. Circa i preamplificatori, riferiamo:
1) la tensione di 300 V si può dedurre da quella di 400 V con una cellula di disaccoppiamento a $R = 27 \div 33$ kΩ e $C = 8$ μF;
2) indubbiamente l'A.T. stabilizzata e l'accensione in c.c. sono desiderabili, ma non indispensabili. Se ne ha la possibilità, usi questi accorgimenti, che gioveranno alla sua catena Hi-Fi;
3) l'impedenza del preamplificatore II è di 1,2 H e non mH. Non conosciamo i dati costruttivi di tale impedenza. Le consigliamo di richiederne una già costruita alla Soc. ASTOR rappresentante in Italia della MULLARD (Astor Electronica-Milano, P.zza IV Novembre, 3 - Tel. 680.743):
4) Non ci risultano errori negli schemi da noi pubblicati, che sono la copia fedelissima degli originali in ns/possesso al tempo della loro pubblicazione. Nessuna segnalazione di errori ci è pervenuta da parte di critici, lettori ecc.
Circa gli amplificatori di potenza rispondiamo:
1) Nello schema dell'AP30 sono segnate le potenze dei resistori da 1 W in avanti; tutti i resistori senza indicazione si intendono da ½ W.
Nello schema del 20 W si ha: R_{13} e R_{14} 1 W; R_3, R_8, R_{16}, R_{17} ½ W; R_{18} 3 W; gli altri resistori possono essere da ¼ W; se lo spazio lo acconsente è bene che tutti i resistori non siano inferiori a ½ W;
2) Il PK51099 può difficilmente sopportare la maggiore potenza dell'AP30; esso è stato progettato per la potenza nominale di 20 W. Tuttavia in mancanza di altro può essere impiegato anche per l'AP30. (La Philips non dispone di T.U. più grossi; da quando l'Acrosound ha cessato la fabbricazione, la questione del T.U. è diventata spinosa. Può rivolgersi alla LARIR, Milano, V.le Premuda, 38/A - Tel. 79.57.62);
3) In prima approssimazione si può assumere: $R_{16} = 22$ kΩ; $R_{17} = 12$ kΩ; $R_{18} = 13$ kΩ;
4) Sec acc: 6,3 V, 3 A; Sec. AT 370 V, 150 mA; Sec. Transistori 250 V, 20 mA.
5) $R_g = 47$ kΩ per l'EF86 dell'AP30.
6) Nulla risulta di adatto dal cat. Geloso. Si può usare la ZO cat. H/2 G.B.C. 4 Henry, 150 Ω; 150 mA, occorrono 2 impedenze di questo tipo in serie con un condensatore al centro, cioè bisogna fare 2 cellule di filtro anzichè una. La resistenza di 300 Ω così risultante abbassa la tensione di circa 40 V, per cui il trasformatore di alimentazione dovrebbe essere per 2 × 450 V anzichè 2 × 410 V, altra soluzione sarebbe di usare 3 impedenze in parallelo Mod. ZO cat. H/3 G.B.C. 1250 Ω, 50 mA, 40 H; con questo parallelo l'induttanza diventa circa 13,3 H, la resistenza circa 400 Ω e la corrente 150 mA; la resistenza di 400 Ω obbliga ad aumentare di circa 50 V la tensione del trasformatore.
Meglio è far costruire una sola impedenza 14 H, per 150 mA, resistenza circa 100 Ω.
7) Consigliamo senz'altro l'AP30, non fosse altro che perchè il transistore ASY23 è praticamente introvabile; la Philips stessa non sa dare alcuna indicazione; esso non figura fra i 40.000 transistori elencati nel libro delle possibili sostituzioni, di recente pubblicazione.
N.B. I resistori di catodo dei tubi EL34 sono 470 Ω e non 470 kΩ come erroneamente indicato sullo schema. *a.f.*

0863 – ***Sig. Giuseppe Somaini – Olgiate Comasco (Como).***

D. Mi rivolgo a questa spett. casa editrice perchè so che curate l'allestimento e l'aggiornamento di un elenco delle ditte di materiale radio-elettrico. Vorrei conoscere l'elenco delle industrie elettroniche la lavorano in Lombardia nelle prov. di Como, Milano, Varese.
R. L'Editrice Il Rostro non compila l'elenco da Lei menzionato. Le consigliamo di procurarsi una copia del catalogo Radio TV-Elettrodomestica pubblicato a cura dell'ANIE in occasione della Mostra della Radio che ha avuto luogo nel settembre del 1964 a

Milano; in esso sono indicate le case fabbricanti materiale radioelettrico ed i loro prodotti.
Ricordiamo che in appendice alla rivista « *l'antenna* » è mensilmente pubblicato un elenco che si avvicina a quello da Lei desiderato. *a.f.*

0864 - Sig. Valvassori I. - Azzano Decimo (Udine)

D. Dovendo correggere acusticamente la stanza della mia abitazione dove ho installato il complesso HI-FI, desidero conoscere i valori percentuali di assorbimento acustico di pannelli di polistirolo preespanso, dello spessore di mm 30 e dello spessore di mm 70, alle seguenti frequenze: 128, 256, 512, 1026, 2048, 4096.

R. Purtroppo il polistirolo preespanso non è fabbricato su vasta scala e nessuno dei fabbricanti specializzati da noi interpellati è stato in grado di soddisfare le nostre richieste.
A titolo di orientamento le forniamo i dati di assorbimento dei pannelli standard di fibra vegetale di spessore 12-13 mm per il suono « a » (1 - per pannelli forati senza intercapedine d'aria; 2 - id. con intercapedine d'aria 5 cm; 3 - per pannelli non forati e senza intercapedine d'aria):

Frequenze	128	256	512	1024	2048	4096
1	0,1	0,21	0,63	0,59	0,59	0,80
2	0,32	0,48	0,43	0,49	0,61	0,67
3	0,05	0,08	0,11	0,18	0,34	0,21

Questi pannelli sono fabbricati dalla Ditta HOMATON di Milano - Via A. Solari, 1 - telef. 830.971. *a.f.*

0865 - Sig. G. U. Galetti – Resina Napoli.

D. 1) Indicare il tipo e la marca di altoparlanti o complessi acustici di 3,6 Ω da impiegare per l'amplificatore descritto a pag. 501, 505 del n. 11-'65 de « l'antenna ».

2) Se il diodo OA5DO è il normale OA5 Philips, ovvero è un tipo speciale e dove è possibile reperirlo.

3) Presso quale Ditta è reperibile il potenziometro a pista modulata della Ohmic.

4) Quale Zener della Philips è possibile usare nell'alimentatore.

R. 1) Gli altoparlanti adatti alla catena HI-FI in oggetto possono essere di Isophon che presentano la bobina di 4 Ω; ma una soluzione semplicista, economica e pienamente soddisfacente è rappresentata dall'uso di 2 altoparlanti Philips 9710 M in parallelo; avendo infatti essi l'impedenza di 7 Ω, disponendoli in parallelo si ottengono 3,5 Ω; tale disposizione è conveniente trattandosi di altoparlanti da 10 W ciascuno; inoltre essi sono provvisti di conetto per gli cuti che assicura la riproduzione anche delle massime frequenze udibili, rendendo inutile l'impiego del tweeter.
Gli stessi pregi possiedono anche gli altoparlanti Philips tipo AD 4200 M con l'ulteriore vantaggio della potenza 20 W ciascuno, che garantisce l'ottima riproduzione dei transienti e delle punte di modulazione.
Si intende che in caso di impianto stereo occorrono 4 altoparlanti (2 per canale) dei tipi suddetti.
2) Il diodo in oggetto è il tipo OA 5; la sigla « Do » è la designazione del diodo nello schema, cioè la numerazione progressiva che normalmente si adotta per tubi e transistori, diodi e componenti in genere (es. Tr_1, Tr_2, ecc.).
3) Vogliamo chiarire che non si tratta di « pista modulata », ma di pista « moulèe » ossia « stampata »; consigliabile è il potenziometro logaritmico curva C_4, 10 kΩ mod. B18 della Centralab.
4) Si può usare come Zener il diodo BZ 100 Philips impiegato anche nei televisori. *a.f.*

0866 - Sig. G. Fariselli - Ravenna

D. Ho realizzato la catena in alta fedeltà con l'amplificatore ed alimentatore descritti ne *l'antenna* n° 4 del 1962 ed il preamplificatore descritto da pag. 126 del n° 3 del 1963. Il complesso mi ha dato risultati veramente sorprendenti, con qualche lieve modifica.
Ora vorrei aggiungere un filtro selettivo per le note più basse ed un filtro per quelle alte, magari anche un LOUDNESS COMPENSATOR. Quale cartuccia elettromagnetica usare su un ingresso del preamplificatore di 68kΩ? È conveniente sostituire la resistenza di ingresso con un'altra di 47 kΩ più facilmente adattabile alle capsule in commercio?. Per gli altoparlanti invece vorrei usare quelli Philips, ma come realizzare due buone casse acustiche di circa 15/20 W?

R. L'introduzione di filtri per gli alti e per i bassi è alquanto problematica, perchè essi interferirebbero coi controlli di tono, che dovrebbero essere variati. Inoltre un buon filtro lineare per gli acuti dovrebbe interessare 2 stadi e comporterebbe una serie di commutatori difficilmente introducibili. È naturalmente possibile collegare varie capacità commutabili tra placca del 1° triodo (1/2 12AX7) seguente i controlli dei toni, e massa, ottenendo attenuazioni alle frequenze 10,7 e 5 kHz ad es., ma la cosa è sconsigliabile per le ragioni suddette. In quanto al regolatore fisiologico di volume, si può sostituire il potenziometro 50 kΩ attuale, con altro di ugual valore, ma con presa a 20 kΩ circa, alla quale collegare una capacità di 0,1 μF in serie con 3,2 kΩ verso massa. La sostituzione della resistenza di ingresso 68 kΩ del preamplificatore può essere senz'altro effettuata con una resistenza di 47 kΩ più conveniente alla media delle capsule fonorivelatrici magnetiche.
Circa gli altoparlanti Philips, consigliamo il mod. 9762M, 20 W, ⌀ 30 cm, con conetto per gli acuti, impedenza della bobina mobile 7 Ω. Il contenitore più adatto è ovviamente il bass-reflex previsto dalla Philips, del quale abbiamo già pubblicato più di una volta il disegno di principio, in questa rubrica. *a.f.*

Italo Christille - Aosta

D. Ho acquistato il Corso di TVC. Gradirei avere, se possibile, due informazioni:

1) come sono stati ricavati i valori necessari per tracciare le curve di Fig. 15 a p. 32 del Vol. I.
2) come sono stati ricavati i valori di XYZ, r v b, RVB degli specchi 1 e 2 di p. 41, Vol. I.

R. 1) La fig. 15 in oggetto rappresenta i valori del tristimolo ottenuti ragguagliando i colori dello spettro dei colori di uguale energia per unità dei primari scelti per uguagliare un dato bianco di riferimento. Le curve di fig. 15 sono perciò le curve di miscelazione per uno spettro di uguale energia, che sfrutta gli stimoli di riferimento N.T.S.C. e l'illuminante C come bianco di normalizzazione; esse non sono curve standard internazionali, ma sono basate sui primari usati in TVC e sono note come curve $\bar{r}$, $\bar{v}$, $\bar{b}$.

La quantità [nel senso spiegato nella nota (2) di p. 26] del primario rosso necessaria per comporre qualsiasi colore, di cui sia nota la distribuzione dell'energia in funzione della lunghezza d'onda E(λ) (v. fig. 16), si può determinare integrando il prodotto di $\bar{r}$ per E(λ) per tutte le lunghezze d'onda dello spettro visibile:

$$R = \int_0^\infty \bar{r}\, E(\lambda)\, d\lambda.$$

Generalmente l'integrazione si fa per via grafica, limitando il campo di λ fra 380 e 780 mμ. Per es., ad ogni intervallo di 10 mμ si possono moltiplicare i valori di E(λ) per $\bar{r}$ e rappresentare con una nuova curva i valori di questi prodotti. L'area totale sotto le nuove curve rappresenta il valore cercato del tristimolo; le aree sotto l'asse zero del tristimolo sono negative. Analogamente si possono determinare V e B. Note che siano le curve di miscelazione, si può fare a meno del colorimetro e si possono fare misure puramente fisiche della distribuzione dell'energia spettrale di un colore, dalla quale si possono calcolare i valori del tristimolo. Tali misure di energia si eseguono con lo spettrofotometro.

Le curve di miscelazione dei colori si calcolano partendo dalle coordinate di cromaticità dello spettro e dalla curva di luminosità V λ di fig. 8.

Le aree sottese dalle curve $\bar{r}$, $\bar{v}$, $\bar{b}$ devono essere eguali, sommando algebricamente le aree positive e quelle negative. Tali aree valgono:

$$\int_0^\infty \bar{r}\, d\lambda; \quad \int_0^\infty \bar{v}\, d\lambda; \quad \int_0^\infty \bar{b}\, d\lambda,$$

sostituendo a 0 e ∞ i limiti pratici 380 mμ e 780 mμ già menzionati.

Ricordiamo il concetto di luminosità relativa: si voglia confrontare la luminosità di due colori. Se il primo colore ha la potenza P_1 watt e il secondo colore ha la potenza P_2 watt, si definisce luminosità relativa del 1° colore rispetto al 2° colore il rapporto P_2 / P_1 ad es., se per destare la stessa sensazione di luminosità occorrono $P_1 = 2$ watt del 1° colore e $P_2 = 1$ watt, del 2° colore preso come riferimento, significa che il 2° colore ha luminosità

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{2}$$ rispetto al 1°, cioè metà della luminosità del 1°. Poichè la luce corrispondente a λ = 555 mμ (giallo-verde) per watt appare più brillante di qualsiasi altra luce di diversa λ, si è assunta la λ = 555 mμ come lunghezza d'onda di riferimento, alla quale devono essere confrontate tutte le altre lunghezze d'onda; la curva della luminosità relativa è quella rappresentata in fig. 8 a p. 20 del Vol I, ed è nota come curva di rendimento luminoso relativo per radiazione monocromatica; il suo simbolo internazionale è Vλ. La Vλ di fig. 8 è la curva media internazionale della funzione di luminosità per un osservatore standard; la media è stata necessaria, perchè la curva Vλ varia da osservatore a osservatore. La Vλ è valida per la visione fotopica (cioè quando la luminosità della scena è sufficiente per permettere all'occhio di percepire i colori), ma per visione scotopica (cioè quando il livello di luminosità è così basso che l'occhio riesce a percepire solo variazioni di grigi e nero) l'intera curva si sposta solidalmente verso lunghezze d'onda di 40 mμ più brevi.

2) Premesso che nello specchio I di p. 41 l'ultimo simbolo verticale deve essere *b* e non *Z*, i numeri ivi riportati sono le coordinate di X, Y, Z in termine di r, v, b, dedotti dalla fig. [illegible] .

Per la precisione la fig. 23 di p. 40, e una rappresentazione nel piano rosso-verde (r, v) quindi fornisce queste 2 sole coordinate; la 3ª coordinata *b* (blu) si deduce da un analogo diagramma (non rappresentato nel testo) riproducente il piano *b r* o *b v*. Si noti infatti che in fig. 23 il blu è indicato con la lettera B coincidente coll'origine degli assi, cioè ha coordinate rossa e verde uguali a zero; come deve essere essendo il blu un primario; i valori di *b* si dovrebbero leg-

gere sopra un asse perpendicolare al piano del disegno e passante per il punto B. Considerando il punto X di fig. 23 si vede che la sua coordinata *r* è uguale a 1,93, mentre la sua coordinata v è —0,989 (questi valori, arrotondati, sono scritti in parentesi vicino al punto X in fig. 23). Analogamente dalla fig. 23 si deducono le coordinate rossa e verde per i punti Y e Z:

Y (*r* = —0,398; *v* = 1,485); Z (*r* = — — 0,501; *v* = —0,05).

Le coordinate blu per X, Y, Z riportate nello specchio 2 sono state dedotte, in modo analogo, da altro diagramma, come si è detto. X, Y, Z sono i vertici del triangolo degli stimoli in figura 23.

In modo analogo si deducono le coordinate di R, V, B, in funzione di X, Y, Z, riportate nello specchio 2, dal diagramma di cromaticità come quello di fig. 26 (e seguenti) che è una rappresentazione nel piano X, Y. Considerando in fig. 26 le coordinate X = = 0,606 e Y = 0,298, si individua un punto R giacente nella zona contrassegnata r e assunto come rappresentativo del rosso, che è qui definito da queste due sole coordinate X e Y, essendo Z = 0. Considerando le coordinate X = 0,147, Y = 0,587, si individua un punto V giacente nella zona verde contrassegnata *v* e assunto come rappresentativo del color verde; la coordinata Z di V si deduce da un diagramma di cromaticità nel piano X Z o Y Z non riportato nel testo. Infine considerando le coordinate X = 0,201, Y = 0,115, si individua un punto B giacente nella zona contrassegnata b, e assunto come rappresentativo del colore blu; anche la coordinata Z di B si deduce da altro diagramma.

In generale se un colore C è stato sintetizzato con un gruppo di primari R, V, B in termini dei numeri di unità di R, V, B che realizzano il colore di riferimento scelto, è possibile calcolare i valori del tristimolo di C in termini di un altro gruppo di primari, diciamo ad es. X, Y, Z; è però necessario conoscere le funzioni che legano X, Y, Z a R, V, B. Le equazioni corrispondenti sono:

$$1\,(X) = K_1\,R + K_2\,V + K_3\,B$$
$$1\,(Y) = K_4\,R + K_5\,V + K_6\,B$$
$$1\,(Z) = K_7\,R + K_8\,V + K_9\,B$$

dove le parentesi che contengono X, Y e Z indicano che le unità di misura sono le unità tricromatiche del sistema R V B. Da queste equazioni, dove i coefficienti K sono costanti note, è possibile (e alquanto laborioso) calcolare i valori dei coefficienti h nelle seguenti equazioni:

$$1\,R = h_1\,(X) + h_2\,(Y) + h_3\,(Z)$$
$$1\,V = h_4\,(X) + h_5\,(Y) + h_6\,(Z)$$
$$1\,B = h_7\,(X) + h_8\,(Y) + h_9\,(Z)$$

dalle quali si può dedurre un colore 1 C:

$$1\,(C) = r\,R + v\,V + b\,B$$

che può anche essere così espresso:

$$1\,(C) = a_1\,(X) + a_2\,(Y) + a_3\,(Z).$$

Ciò fornisce la sintesi di un'unità tricromica di C in unità T (tricromiche) del vecchio sistema R, V, B. Questa equazione tricromatica di unità per C può essere trasformata in unità T del nuovo sistema X, Y, Z se si definisce un nuovo colore di riferimento W, tale che:

$$1\,W_1 \equiv \frac{1}{3}R + \frac{1}{3}V + \frac{1}{3}B$$ nel vecchio sistema

$$1\,W_2 \equiv \frac{1}{3}X + \frac{1}{3}Y + \frac{1}{3}Z$$ nel nuovo sistema.

Generalmente si usano gli stessi bianchi di riferimento. Infine si ha:

$$1\,C \simeq x\,X + y\,Y + z\,Z.$$

La fig. 23 mostra un gruppo di 3 primari X, Y e Z su un diagramma di cromaticità; gli assi di cromaticità sono *v* e *r*. Le posizioni di X, Y e Z sono al di fuori del luogo dello spettro che contiene le cromaticità di tutti i colori reali, perciò X, Y, Z non corrispondono ad alcuna luce fisicamente osservabile, si possono forse interpretare come colori supersaturati.

Essi sono pure astrazioni matematiche, ma è molto comodo riferirsi ad essi come colori primari. Supponiamo che in fig. 23 sia segnato un punto C interno alla curva, in corrispondenza di un particolare colore C sul diagramma di cromaticità R, V, B (figura 27). Congiungiamo C con X, la retta così tracciata interseca in un punto D la retta Y Z; allora C sarà ottenibile da una miscela di X e di D nella proporzione DC/CX in unità T.

Analogamente D sarà ricavato da una miscela di Y e di Z nel rapporto ZD/DY.

Partendo dai valori dei primari X, Y, Z internazionalmente accettati, l'applicazione del metodo ora discusso conduce alla determinazione dello specchio II di pag. 41.

TELEVISORE ULTRAVOX

Mod. Junior 11"

Schema elettrico del ricevitore di TV ULTRAVOX mod. Junior 11"

TRANSISTOR COMPLEMENTARI PHILIPS

per l'impiego in amplificatori di bassa frequenza

AC 127/132	W_O = 370 mW	con V_B = 9 V	D = 10%
AC 127/128	W_O = 1,2 W	con V_B = 9 V	D = 10%
AC 187/188	W_O = 4 W	con V_B = 18 V	D = 5%
AD 161/162	W_O = 10 W	con V_B = 24 V	D = 2%

L'impiego di queste coppie complementari consente di eliminare i trasformatori pilota e finale e di ottenere i seguenti vantaggi:

■ Riduzione del numero dei componenti e conseguente diminuzione del costo dell'amplificatore. ■ Banda passante più ampia. ■ Bassa distorsione. ■ Elevato rendimento.

PHILIPS S.p.A.
Reparto Elettronica
Milano - P.zza IV Novembre 3
Tel. 6994 (int. 194)

MILANO ICE ITALY

Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V. - 10 V.** - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2 V.** - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate:**	50 μA - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	**5 portate:**	250 μA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	**6 portate:**	Ω : 10 ÷ Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	**4 portate:**	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	**2 portate:**	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di **ALTA TENSIONE:** 25000 V. C.C.
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. **mod. 24.**

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32) **CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm 85 x 65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto: **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!**

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !

I N S U P E R A B I L E !

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

PREZZO eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !! franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna **omaggio del relativo astuccio !!!**

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate **Lire 6.900** franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6

Puntale per alte tensioni Mod. 18 « I.C.E. »

Questo puntale serve per elevare la portata dei nostri TESTER 680 a **25.000 Volts** c.c.
Con esso può quindi venire misurata l'alta tensione sia dei televisori, sia dei trasmettitori ecc.
Il suo **prezzo netto** è di **Lire 2.900** franco ns. stabilimento.

Trasformatore per C.A. Mod. 616 « I.C.E. »

Per misure amperometriche in Corrente Alternata. Da adoperarsi unitamente al Tester 680 in serie al circuito da esaminare.

6 MISURE ESEGUIBILI:

250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 50 e 100 Amp. C.A.

Precisione: 2,5%. Dimensioni: 60 x 70 x 30. Peso 200 gr. **Prezzo netto Lire 3.980** franco ns. stabilimento.

Amperometro a tenaglia — Amperclamp

PER MISURE SU CONDUTTORI NUDI O ISOLATI FINO AL DIAMETRO DI mm 36 O SU BARRE FINO A mm 41x12

MINIMO PESO: SOLO 290 GRAMMI. ANTIURTO

*6 PORTATE TUTTE CON PRECISIONE SUPERIORE AL 3 PER 100

MINIMO INGOMBRO: mm 128x65 x 30 TASCABILE!

2,5 - 10
25 - 100
250 - 500
AMPERES C.A.

Per misure amperometriche immediate in C. A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica **va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 μA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1.000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti **il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 può effettuare** contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, **tutte queste misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) Iceo - Ices - Icer - Vce sat Vbe - hFE (β) per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.**

Minimo peso: grammi 250
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28

PREZZO netto L. 6.900! Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento alla consegna, omaggio del relativo astuccio.